



Etude de l'intérêt de la montée en tension du bus DC pour minimiser les pertes dans l'onduleur d'un véhicule électrique

Dounia Oustad

► To cite this version:

Dounia Oustad. Etude de l'intérêt de la montée en tension du bus DC pour minimiser les pertes dans l'onduleur d'un véhicule électrique. Autre. Université Paris Saclay (COMUE), 2018. Français. NNT : 2018SACLN008 . tel-01727658

HAL Id: tel-01727658

<https://theses.hal.science/tel-01727658>

Submitted on 9 Mar 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Etude de l'intérêt de la montée en tension du bus DC pour minimiser les pertes dans l'onduleur d'un véhicule électrique

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay préparée à l'École normale supérieure de Cachan (École normale supérieure Paris-Saclay)

École doctorale n° 575 :
Electrical, Optical, Bio- physics and Engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat: Génie électrique

Thèse présentée et soutenue à Cachan, le 02 février 2018, par

M^{me} Dounia OUSTAD

Composition du Jury :

Demba DIALLO

Professeur des universités, Univ Paris-Sud (GeePs-CentraleSupélec) Président du jury

Stéphane RAEL

Professeur des universités, Univ. Lorraine, (laboratoire GREEN) Rapporteur

Yvan AVENAS

Maître de conférences, Grenoble INP (laboratoire G2ELAB) Rapporteur

Arnaud GAILLARD

Maître de conférences, Univ. UTBM (laboratoire Femto-ST) Examinateur

Stéphane LEFEBVRE

Professeur des universités, CNAM Paris (laboratoire SATIE) Directeur de thèse

Mickael PETIT

Maître de conférences, CNAM Paris (laboratoire SATIE) Encadrant de thèse

« Le bonheur humain n'est pas tant le produit des grands coups de bonne fortune qui arrivent rarement, que celui des petits avantages qui ont lieu tous les jours. »
Benjamin Franklin

Remerciements

Je remercie M. Demba Diallo qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de thèse.

Je tiens à remercier MM Stephane Rael et Yvan Avenas d'avoir accepté de rapporter sur mes travaux, votre présence, vos remarques et vos questions ont témoigné de votre intérêt sur mon sujet.

Je remercie aussi M. Arnaud Gaillard d'avoir fait partie de mon jury en tant qu'examinateur.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse, M. Stéphane Lefebvre, pour sa confiance, ce fut un plaisir de travailler ensemble ces trois années, tu as toujours été présent pour ramener ta touche d'expert. Tu m'as motivé et soutenu, surtout pendant la phase de rédaction.

Mickael Petit merci pour ton encadrement, ton aide, que ce soit dans la partie théorique que dans l'expérimental. Grâce à toi, j'ai appris à râler, surtout que maintenant je le fais pour la moindre des choses comme tu m'as appris ☺.

Je remercie M. Dominique Lhottelier de m'avoir accueilli au sein de Vedecom et de m'avoir attribué ce sujet.

A tous les membres permanents du laboratoire Satie que j'ai côtoyé pendant ces 3 années, merci.

Un merci à Sophie A. et Béatrice B. pour leur aide pour toute la partie administrative.

A mes collègues et amis du laboratoire : Christelle, Gnimdu, André, Noureddine, Salim, Noémie, Malick, Alex, Thomas et Yoan, merci pour toutes les pauses cafés, nos échanges, nos rires et nos motivations mutuelles, je n'en garde que de bons souvenirs.

A mes collègues et amis de Vedecom, Loucif, Mustapha, Rachelle, Leyla, Salim, Soufiane, Raouf, Majid, Franck, Tahar, Guy, Menouar, Hadi...merci pour les échanges durant mes passages à l'institut.

Je remercie ma famille (tantes, oncles, cousins, cousines, grand-mères) pour votre soutien, vos messages et vos appels.

A papa, à Maman, je vous remercie pour votre amour, votre soutien durant toutes ces années, je suis fière de vous avoir comme parents.

A mes sœurs Mouna et Hanane, et mes frères Yasser et Hocine, merci d'avoir été toujours là. Merci pour votre amour et vos conseils, à mes neveux Jahid et Sarah, boussa de votre tata doudou qui vous aime.

A mon hbiba, pour toutes ces années qu'on a passées ensemble, pour ton amour, pour ta présence, dans les bons comme dans les durs moments.

Un merci spécial à Alkhansae et Oumam pour le grain de folie que vous ramenez à ma vie. A Yasmine et Aicha pour toutes ces années d'amitié, merci d'exister dans ma vie.

A mes amis, Zouheir B, Houda, Nassira, Vincent, Nadia, Nabila et Iness, Meriem E., Zahra (plus qu'une amie, une grande sœur), que je tiens à remercier d'avoir fait le déplacement pour quelques-uns. A tous ceux que j'ai omis dans cette liste par un simple oubli, mes sincères remerciements.

Merci Seigneur, de m'avoir guidé tout au long. Avant de clôturer cette partie, je me remercie moi-même d'avoir tenu le coup, je suis fière de moi !

Table des matières

Remerciements	vii
Introduction générale	25
Chapitre 1. Structures d'onduleurs et composants à semi-conducteur de puissance utilisés dans les véhicules électriques, état de l'art	31
I. Introduction	33
II. Architecture générale d'une chaîne de traction	35
II.1. Exemple de chaîne de traction	36
II.2. Profils de mission	37
II.2.1. Cycles ECE-15, EUDC et NEDC	38
II.2.2. Cycle Artémis	39
III. Modules de puissance	40
III.1. Technologie des modules de puissance	40
III.2. IGBT Silicium	43
III.3. MOSFET en Carbure de Silicium	45
III.4. Diode Silicium PiN	46
III.5. Diode Schottky SiC	47
III.6. Facteur de mérite	48
III.7. Comparaison d'un module de puissance IGBT silicium et d'un module MOSFET SiC	49
IV. Exemple de topologies de convertisseurs rencontrés dans la chaîne de traction de véhicules électriques	50
IV.1. Onduleur de traction	51
IV.1.1. Les onduleurs de tension 2 niveaux	51
IV.1.2. Convertisseurs 3 niveaux de type NPC	52
IV.2. Convertisseurs pour l'élévation de la tension d'alimentation de l'onduleur	55
IV.2.1. Convertisseur DC/DC pour chaîne de traction	55
IV.2.2. Onduleur à source impédante (Z source)	55
V. Modèle de pertes	56
V.1. Pertes par conduction	57
V.2. Pertes par commutation	59
VI. Conclusion	60
Chapitre 2. Estimation des pertes	63

I.	Introduction	65
II.	Modélisation numérique : SIMPLORER.....	65
II.1.	Méthode d'extraction des paramètres	65
II.1.1.	Mise en équation des caractéristiques statiques de l'IGBT.....	69
II.1.2.	Mise en équation des caractéristiques statiques de la diode :.....	70
II.1.3.	Modèle dynamique de l'IGBT	70
II.1.4.	Modèle de la diode de roue libre.....	73
II.2.	Utilisation du modèle pour la simulation du circuit de test en mode double pulse..	74
III.	Modèle comportemental basé sur la datasheet	78
III.1.	Procédure d'estimation de pertes	78
III.2.	Modèle thermique.....	80
III.3.	Modèle comportemental en direct	81
III.3.1.	IGBT	81
III.3.2.	MOSFET.....	82
III.3.3.	Diode en silicium	83
III.3.4.	Diode Schottky en SiC	84
III.4.	Modèle des énergies de commutation et de recouvrement.....	85
III.4.1.	Modèle appliqué à l'IGBT	85
III.4.2.	Modèle appliqué au MOSFET.....	86
III.4.3.	Modèle appliqué à la diode en silicium.....	87
IV.	Synthèse	88
Chapitre 3.	Caractérisation électrique de modules de puissance.....	93
I.	Introduction	95
II.	Présentation du banc de caractérisation.....	95
II.1.	Principe, double pulse.....	95
II.2.	Description du banc.....	96
II.2.1.	Module de puissance.....	97
II.2.2.	Driver	97
II.2.3.	Mesures de courant.....	98
II.2.4.	Mesure de tension.....	103
II.2.5.	Oscilloscope associé aux appareils de mesures.....	103
II.2.6.	Contrôle de la température.....	104
II.2.7.	Capacité de découplage	105
II.2.8.	Mesure des éléments parasites du module de puissance	107

III.	Caractérisation expérimentale des pertes par commutation dans un IGBT Silicium	113
III.1.	Caractérisation préliminaire.....	113
III.1.1.	Mise en conduction de l'IGBT.....	113
III.1.2.	Blocage de l'IGBT.....	114
III.1.3.	Influence du courant et de la température sur les pertes par commutation ...	115
III.1.4.	Influence de l'inductance de maille sur les pertes par commutation.....	117
III.1.5.	Influence de la résistance de grille sur les pertes par commutation.....	119
III.1.6.	Influence de la tension du bus DC sur les pertes par commutation	121
III.2.	Influence de la capacité du bus DC et de la tension V_{gate} sur les pertes par commutation.....	124
III.2.1.	Amorçage de l'IGBT	124
III.2.2.	Blocage de l'IGBT	125
III.2.3.	Variation des pertes en commutation en fonction du courant commuté.....	126
III.2.4.	Influence de la résistance de grille sur les pertes par commutation.....	127
III.2.5.	Influence de la tension du bus DC sur les pertes par commutation	130
III.2.6.	Influence de la température de jonction sur les pertes par commutation	131
III.3.	Synthèse.....	133
IV.	Caractérisation expérimentale des pertes par commutation d'un module MOSFET en carbure de silicium	138
IV.2.	Mise en conduction du MOSFET.....	139
IV.4.	Blocage du MOSFET	140
IV.6.	Impact du courant et de la température sur les pertes en commutation.....	141
IV.7.	Impact de la tension du bus DC sur les pertes par commutation	142
V.	Comparaison du module MOSFET SiC 1200 V et IGBT Si 650 V.....	143
VI.	Conclusion.....	145
Chapitre 4.	Efficacité des structures d'onduleur	149
I.	Introduction	151
I.1.	Onduleur alimenté directement par la batterie.....	151
I.2.	Utilisation d'un boost à partir d'une batterie 450V.....	152
I.3.	Méthodologie.....	153
II.	Calcul des pertes dans les composants à semi-conducteur.....	155
II.1.	Onduleur 2 niveaux	155
II.1.1.	Conduction.....	155
II.1.2.	Commutations	156

II.2.	Onduleur 3 niveaux NPC.....	156
II.2.3.	Pertes en conduction dans l'IGBT	158
II.2.4.	Pertes en conduction dans la Diode.....	159
III.	Estimation des pertes onduleur en fonction de la tension du bus DC avec une machine adaptée.....	160
III.1.	Onduleur triphasé deux niveaux	162
III.2.	Onduleurs 3 niveaux de type NPC.....	166
III.3.	Comparaison des structures d'onduleurs	173
IV.	Modélisation des pertes dans le cas d'une décharge de batterie	175
IV.1.	Pertes totales dans un onduleur triphasé deux niveaux.....	177
IV.2.	Pertes totales dans un onduleur triphasé trois niveaux NPC.....	178
IV.3.	Comparaison des pertes sur un cycle de décharge.....	178
V.	Comparaison des structures d'onduleur sous un profil de mission type Artémis à une tension de batterie constante	181
VI.	Impact de la fréquence et de la puissance sur le choix de topologies d'onduleur	184
VI.1.	Variation de la fréquence de découpage.....	184
VI.2.	Variation de la puissance mécanique du moteur.....	185
VII.	Solution à tension de bus constante : 900 V	187
VII.1.	Structures de conversion DC/DC étudiées.....	187
VII.1.1.	Boost 1 phase.....	187
VII.1.2.	Boost entrelacé à trois phases.....	188
VII.2.	Dimensionnement des composants	189
VII.2.1.	Estimation des pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance et choix des modules	189
VII.2.2.	Estimation des pertes dans les inductances	190
VII.3.	Comparaison des inductances: noyau magnétique en ferrite et amorphe	191
VII.4.	Comparaison des deux structures.....	192
VIII.	Comparaison des structures avec ou sans Boost	193
IX.	Conclusion	194
	Conclusion générale et Perspectives	197
	Bibliographie	203
	Annexes.....	213
	Annexe A : Exemple de l'interface	213
	ANNEXE B : Exemple de la base de donnée des modules de puissance.....	214
	Annexe C : Choix des matériaux	215

Table des figures

Chapitre 1

Figure 1.1 : zones approximatives d'utilisation des principaux composants à semi-conducteurs de puissance (a) fréquence/ Puissance (b) tension/ fréquence [8] , [9]	33
Figure 1.2 : Evolution prévisible du niveau des tensions des batteries embarquées et technologies de puces employées [19].....	35
Figure 1.3 : chaîne de traction simplifiée d'un véhicule électrique [20]	35
Figure 1.4 : Représentation schématique de chaîne de traction [21]	37
Figure 1.5 : composants constituant les chaîne de traction [21]	37
Figure 1.6 : caractéristiques des cycles ECE15 (a) , EUDC (b) et NEDC (c) [24].....	38
Figure 1.7 : Cycle Artémis (a) urbain, (b) routier et (c) autoroutier [25]	39
Figure 1.8 : Représentation schématique d'un module de puissance [26]	40
Figure 1.9: module de puissance à refroidissement double-face et processus d'assemblage [27]..	41
Figure 1.10: Module de puissance Direct-Lead-Bonding [28].....	42
Figure 1.11 : Structure conventionnelle d'un module de puissance (a), structure développée par Mitsubishi (b) [29].....	42
Figure 1.12 : technologie des différentes structures d'IGBT (a) PT, (b) NPT, (c) SPT (d) T&FS [31]	44
Figure 1.13 : structure de MOSFET (a) DMOS (b) UMOS [38].....	45
Figure 1.14: structure de la diode Si PIN [31]	46
Figure 1.15: structure de la diode EmCon [44].....	47
Figure 1.16 : Structure d'une diode SiC MPS [31]	47
Figure 1.17: exemple de comparaison d'un onduleur 2 niveaux triphasé (a) en IGBT Si ($f_d = 8$ kHz) (b) en MOSFET SiC ($f_d = 16$ kHz); (c) comparaison des pertes, volume et coût [55]	50
Figure 1.18: onduleur 2 niveaux triphasé.....	51
Figure 1.19 : onduleurs trois niveaux triphasés de type NPC 3 niveaux.....	54
Figure 1.20 : chaîne de traction de la Toyota Prius PCU 2010 [62].....	55
Figure 1.21: Chaîne de traction avec onduleur à Z- source [64]	56
Figure 1.22 : Chaîne de traction avec onduleur à Quasi-Z- source [64].....	56
Figure 1.23: exemple de données fournies dans la datasheet, (a) caractéristique de l'IGBT 600 V IGW30N60T pour 25 °C , (b) pour 175 °C [72] , (c) caractéristique $R_{ds,on}$ (I_d) du MOSFET 1200 V SiC Wolfspeed C2M0080120D [73].....	58
Figure 1.24: résultats de l'interpolation des caractéristiques , (a) caractéristique de l'IGBT 600V IGW30N60T (b) caractéristique $R_{ds,on}$ (I_d) du MOSFET 1200V SiC Wolfspeed C2M0080120D [69]	59

Chapitre 2

Figure 2.1 : modèle d'un IGBT et de sa diode antiparallèle sous Simplorer [76].....	65
Figure 2.2 : Caractéristique $I_C = f(V_{GE})$ pour $V_{CE} = 20$ V et $T_J = 25, 125$ et 150 °C (module FS100R07PE4).....	66
Figure 2.3 : Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$, pour $V_{GE} = 11, 13$ et 15 V et $T_J = 150$ °C (module FS100R07PE4).....	67
Figure 2.4 : Caractéristique $I_f = f(V_f)$, $T_J = 25, 125$ et 150 °C (module FS100R07PE4).....	67
Figure 2.5 : Modèle thermique de l'IGBT et de la diode [76].....	68
Figure 2.6 : Impédance thermique entre la jonction et le boîtier (a) IGBT (b) diode (module FS100R07PE4) [76].....	68
Figure 2.7 : données du tableau issue de la datasheet du module FS100R07PE4 [79]	69
Figure 2.8: modèle Simplorer des capacités C_{GC} , C_{GE} , C_{ds} , C_{CE} [76]	71
Figure 2.9: capacités de diffusion du modèle Simplorer [76].....	72
Figure 2.10 : modèle Simplorer de la résistance d'amortissement [76].....	72
Figure 2.11 : modèle Simplorer de la diode de roue libre [76]	73
Figure 2.12: forme d'onde du courant de recouvrement inverse [76]	73
Figure 2.13 : Circuit simulé à l'aide du logiciel Simplorer.....	74
Figure 2.14 : Tensions et courant simulés à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT FS100R07PE4 ($E=300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C; $R_{GON} = 3.9$ Ω ; $R_{GOFF} = 3.9$ Ω).....	75
Figure 2.15 : Tensions et courant mesurés à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT FS100R07PE4 ($E=300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C; $R_{GON} = 3.9$ Ω ; $R_{GOFF} = 3.9$ Ω).....	75
Figure 2.16 : Comparaison des énergies de commutations issues de la datasheet et de la simulation (a) E_{ON} et (b) E_{OFF} ; ($E=300$ V, $T_J=150$ °C, $R_G=3.9$ Ω ; (module FS100R07PE4)).....	76
Figure 2.17 : algorithme de choix d'un module de puissance et de calcul des pertes et de l'échauffement	79
Figure 2.18 : schéma simplifié du module de puissance et de son refroidisseur.....	80
Figure 2.19 : modèle thermique équivalent (a) général avec couplage thermique (b) simplifié en négligeant tout couplage	80
Figure 2.20 : datasheet et résultat du modèle comportemental de l'IGBT ($T_J = [25,150]$ °C, $V_{GE} = 20$ V), module FS100R07PE4 et extrapolation à $T_J = 100$ °C.....	82
Figure 2.21 : I_{DS} (V_{DS}) issu de la datasheet (a) et du modèle (b) pour $V_{GS} = 20$ V ; $T_J = 25, 100$ et 150 °C; module CAS120M12BM2 [80]	83
Figure 2.22 : Caractéristique directe de la diode, (a) datasheet et (b) modèle comportemental ; ($E=300$ V, $T_J=25, 100, 125$ et 150 °C, $R_G=3.9$ Ω (module FS100R07PE4 [79])).....	83
Figure 2.23 : caractéristique directe de la diode (a) datasheet, (b) modèle ($T_J = 25, 100$ et 150 °C, (module CAS120M12BM2 [80]))	84
Figure 2.24 : Energies de commutation (a) datasheet et (b) modèle comportemental ; ($E=300$ V, $T_J=100, 125$ et 150 °C, $R_G=3.9$ Ω ; (module FS100R07PE4 [79])).....	86
Figure 2.25 : Energies de commutation, $T_J = 25$ °C et en fonction de T_J , datasheet (a), modèle (b) (module CAS120M12BM2 [80]).....	87
Figure 2.26 : Energie de recouvrement de la diode, (a) datasheet et (b) modèle comportemental ; ($E=300$ V, $T_J=100, 125$ et 150 °C, $R_G=3.9$ Ω (module FS100R07PE4 [79])).....	88

Chapitre 3

Figure 3.1 : Structure du banc de test	95
Figure 3.2 : Principe de la caractérisation en double pulse	96
Figure 3.3 Banc d'essai (a) module Si IGBT, (b) module SiC MOSFET.....	96
Figure 3.4 : Driver Infineon (a), PRODRIVE (b).....	98
Figure 3.5 : Caractérisation fréquentielle de la sonde Rogowski	100
Figure 3.6 : (a) photo de l'analyseur gain phase [91], (b) Mesure de la sonde 'Rogowski' à l'aide de l'analyseur gain-phase et correction du gain.....	100
Figure 3.7 : Principe de compensation du courant mesuré avec la sonde Rogowski.....	102
Figure 3.8 : Courant corrigé et non corrigé à l'amorçage (a) et au blocage (b) lors de l'utilisation d'une sonde Rogowski ($V_{bus} = 300\text{ V}$, $R_{GON} = R_{GOFF} = 3.9\ \Omega$)	102
Figure 3.9 : Courant corrigé 'Rogowski' et 'Shunt' à l'amorçage (a) et au blocage (b) ($V_{bus} = 300\text{ V}$, $R_{GON} = R_{GOFF} = 3.9\ \Omega$)	103
Figure 3.10 : Comparaison des valeurs de thermistance mesurée en fonction de la température du boîtier et des données issues du datasheet	105
Figure 3.11 : Caractérisation fréquentielle de la capacité Eurofarad (a) et Epcos (b)	106
Figure 3.12 : schéma équivalent du condensateur faisant apparaître la résistance série et l'inductance série.....	106
Figure 3.13 : Eléments parasites sur un bras d'onduleur	107
Figure 3.14 : polarisation positive de la tension issue du VNA.....	108
Figure 3.15 : Impédance fréquentielle pour des tension $V_{NA} = [10 ; 20 ; 30 ; 40]\text{ V}$; transistor bloqué.....	108
Figure 3.16 : schéma équivalent : complet (a) et simplifié en basse fréquence (b)	109
Figure 3.17 : Impédance fréquentielle pour des tension $V_{NA} = [-5 ; -10 ; -12]\text{ V}$; transistor bloqué.....	109
Figure 3.18: schéma équivalent : complet (a) et simplifié en basse fréquence (b)	110
Figure 3.19 : Impédance fréquentielle pour des tension $V_{NA} = [5 ; 10 ; 12]\text{ V}$; transistor passant	110
Figure 3.20 : Impédance équivalente.....	111
Figure 3.21 : Impédance fréquentielle pour des tension $V_{NA} = [-5 ; -10 ; -12]\text{ V}$; transistor passant	111
Figure 3.22: schéma équivalent d'un demi-bras avec ses éléments parasites	112
Figure 3.23 : Tensions, courant et énergies à l'amorçage de l'IGBT ($V_{bus} = 300\text{ V}$, $I_C = 100\text{ A}$, $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$; $R_{GON} = 3.9\ \Omega$).....	113
Figure 3.24 : Tensions, courant et énergies au blocage de l'IGBT ($V_{bus} = 300\text{ V}$, $I_C = 100\text{ A}$, $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$, $R_{GOFF} = 3.9\ \Omega$).....	114
Figure 3.25 : Tensions et courant à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT pour différentes valeurs de température de jonction $T_J = [50 ; 100 ; 150]\text{ }^\circ\text{C}$ ($V_{bus} = 300\text{ V}$, $I_C = 100\text{ A}$, $R_G = 3.9\ \Omega$)	115
Figure 3.26: Energie dissipée à l'amorçage (a) et blocage (b) de l'IGBT ($V_{bus} = 300\text{ V}$, $I_C = 100\text{ A}$, $R_{GON} = 3.9\ \Omega$)	115
Figure 3.27: Energies de commutations en fonction du courant et de la température à l'amorçage au blocage (a) et totale (b) ($V_{bus} = 300\text{ V}$, $R_{GON} = R_{GOFF} = 4\ \Omega$).....	116

Figure 3.28 : Tensions et courant à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT pour différentes valeurs d'inductances de maille $L_m = [65-140]$ nH ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 80$ A, $T_J = 150$ °C ; $R_G = 3.9$ Ω)	117
Figure 3.29 : Energies de commutation issues de la mesure pour $L_m=65$ & 140 nH ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_G = 3.9$ Ω) (a) amorçage & blocage (b) totale.....	118
Figure 3.30 : Tensions et courants au blocage (a) et à l'amorçage (b) de l'IGBT pour différentes valeurs de résistances de grille $R_G = [4; 12; 22]$ Ω ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C)	119
Figure 3.31 : Energies de commutation en fonction de la résistance de grille ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 125$ °C)	120
Figure 3.32 : Tensions et courants au blocage (a) et à l'amorçage (b) de l'IGBT pour différentes valeurs de tension d'alimentation, $V_{bus} = [240; 300; 450]$ V ($R_G = 4$ Ω , $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C).....	121
Figure 3.33 : Energies de commutation en fonction du courant pour différentes tensions du bus (a) amorçage, (b) blocage, (c) totale ($V_{bus} = 240, 300$ et 400 V, $T_J = 150$ °C, $R_G = 3.9$ Ω).....	122
Figure 3.34 : Energies de commutation en fonction de la tension du bus pour différents courant commuté (a) amorçage, (b) blocage, (c) totale ($I_C = 50, 100$ et 150 A, $T_J = 150$ °C, $R_G = 3.9$ Ω)	123
Figure 3.35 : Tensions et courant à l'amorçage de l'IGBT ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C ; $R_{GON} = 4$ Ω)	124
Figure 3.36 : Tensions et courant au blocage de l'IGBT ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C ; $R_{GOFF} = 4$ Ω).....	125
Figure 3.37 : Energies de commutations en fonction du courant à l'amorçage (a) au blocage (b) ($V_{bus} = 300$ V, $R_{GON} = R_{GOFF} = 4$ Ω , $T_J = 150$ °C).....	126
Figure 3.38 : Energie totale dissipée en fonction du courant ($V_{bus} = 300$ V, $R_G = 4$ Ω , $T_J = 150$ °C).....	127
Figure 3.39 : Energies de commutations en fonction de la résistance de grille à l'amorçage ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C)	128
Figure 3.40 : Energies de commutations en fonction de la résistance de grille au blocage ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C).....	128
Figure 3.41: Energies dissipées à la commutation en fonction de la résistance de grille ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C)	129
Figure 3.42 : Energies de commutations en fonction de la tension du bus DC à l'amorçage (a) et au blocage (b) ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_{GON} = R_{GOFF} = 4$ Ω).....	130
Figure 3.43 : Energies dissipée à la commutation en fonction de la tension du bus DC ($V_{bus} = 240, 300$ et 450 V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_G = 4$ Ω).....	131
Figure 3.44 : Energies de commutations en fonction de la température de jonction à l'amorçage (a) et au blocage (b) ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $R_{GON} = R_{GOFF} = 4$ Ω)	132
Figure 3.45 : Energies totales de commutation en fonction de la température de jonction ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $R_G = 3.9$ Ω).....	133
Figure 3.46 : Energie normalisée en fonction du courant, de la résistance de grille et de la température de jonction	134
Figure 3.47 : Energie totale dissipée en fonction de la résistance de grille, pour plusieurs courants commutés et pour une température de jonction donnée	135
Figure 3.48 : Coefficients directeurs en fonction du courant	135

Figure 3.49 :Energie dissipée en fonction du courant commuté et de plusieurs résistances de grille ($R_G = [4 ; 12 ; 22] \Omega$; $T_J = 150^\circ\text{C}$, module IGBT Si FS100R07PE4)	136
Figure 3.50 : Energie dissipée en fonction de la résistance de grille et de plusieurs courants commutés ($I_C = [50 ; 70 ; 100 ; 130 ; 150] \text{ A}$; $T_J = 150^\circ\text{C}$, module IGBT Si FS100R07PE4)	137
Figure 3.51 : banc d'essai du module de puissance : MOSFET SiC 1200 V- 300 A (CAS120M12BM2)	138
Figure 3.52 : Tensions et courant à l'amorçage du MOSFET ($V_{\text{bus}} = 450 \text{ V}$, $R_{\text{GON}} = 12 \Omega$, $I_C = 100 \text{ A}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$).....	139
Figure 3.53 : Tensions et courant au blocage du MOSFET SiC ($V_{\text{bus}} = 450 \text{ V}$, $I_C = 100 \text{ A}$, $R_{\text{GOFF}} = 12 \Omega$, $T_J = 150^\circ\text{C}$)	140
Figure 3.54 : Energies de commutation en fonction du courant à l'amorçage (a) au blocage (b) et totale (c) ($V_{\text{bus}} = 450 \text{ V}$, $R_{\text{GON}} = 12 \Omega$, $R_{\text{GOFF}} = 12 \Omega$, $T_J = 50, 125 \text{ et } 150^\circ\text{C}$)	141
Figure 3.55 : Energies de commutations en fonction du courant à l'amorçage (a) et au blocage (b) du MOSFET SiC pour deux tensions de bus DC ($V_{\text{bus}} = 300 \text{ et } 450 \text{ V}$, $R_G = 12 \Omega$, $T_J = 150^\circ\text{C}$)	142
Figure 3.56 : Energies totales dissipées du MOSFET SiC ($V_{\text{bus}} = [300 ; 450] \text{ V}$, $R_G = 12 \Omega$, $T_J = 150^\circ\text{C}$)	142
Figure 3.57 : Comparaison des tensions et courants à l'amorçage du MOSFET SiC et de l'IGBT Si ($V_{\text{bus}} = 300 \text{ V}$, $I_C = 100 \text{ A}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$, $R_G = 12 \Omega$	143
Figure 3.58 : Comparaison des tensions et courants au blocage du MOSFET SiC et de l'IGBT Si ($V_{\text{bus}} = 300 \text{ V}$, $I_C = 100 \text{ A}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$, $R_G = 12 \Omega$)	144
Figure 3.59 : Comparaison des énergies à l'amorçage (a) et au blocage (b) et total (c) du MOSFET SiC et de l'IGBT Si ($V_{\text{bus}} = 300 \text{ V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$, $R_G = 12 \Omega$)	145

Chapitre 4

Figure 4.1 : Onduleur connecté directement sur la batterie	152
Figure 4.2 : Onduleur connecté à la batterie par l'intermédiaire d'un hacheur boost	152
Figure 4.3 : caractéristique couple-vitesse	153
Figure 4.4 FFT de la tension (a) onduleur 2 niveaux (b) onduleur 3 niveaux ($f_m = 200 \text{ Hz}$, $f_d = 12 \text{ kHz}$)	157
Figure 4.5: Bras d'onduleur 3 niveaux de type NPC.....	158
Figure 4.6 : Evolution de l'indice de modulation ($m=1$) et de la tension machine par phase (variable) en fonction de la tension du bus continu	160
Figure 4.7 : Schéma de l'ensemble batterie, onduleur triphasé 2 niveaux et MSAP	162
Figure 4.8 : (a) commande des IGBTs ; (b) tensions et courant à la sortie de l'onduleur 2 niveaux pour un bus DC de tension 900 V, $f_m = 200 \text{ Hz}$, $f_d = 12 \text{ kHz}$	162
Figure 4.9 : courant à la sortie de l'onduleur sur la phase a	162
Figure 4.10 : Courant et tension dans (a) T_1 et (b) D_1	163
Figure 4.11 : Pertes en conduction, en commutation et totales en fonction de la tension du bus DC pour un onduleur 2 niveaux à IGBT silicium ($m=1$, $P=60 \text{ kW}$, $\cos(\varphi) = 0.9$, $f_d = 12 \text{ kHz}$, $f_m = 200 \text{ Hz}$)	164
Figure 4.12 : Pertes en conduction , commutation et totales en fonction de la tension du bus DC pour un onduleur 2 niveaux IGBT Si (240 V à 450 V) et onduleur 2 niveaux MOSFET SiC (480 V à 900 V) ($m=1$, $P=60 \text{ kW}$, $\cos(\varphi) = 0.9$, $f_d = 12 \text{ kHz}$, $f_m = 200 \text{ Hz}$)	166
Figure 4.13 : Structure d'un onduleur triphasé 3 niveaux de type NPC	167

Figure 4.14 : Structure d'onduleur NPC 3 niveaux, (a) commande des IGBTs ; (b) tensions et courant à la sortie de l'onduleur 3 niveaux NPC pour une batterie 900 V	167
Figure 4.15 : courant et tension dans l'IGBT (a) T_1 et (b) T_2 ; les diodes (c) D_1 et D_2 , (d) D_3	168
Figure 4.16 : Pertes en conduction, en commutation et pertes totales fonction de la tension du bus DC pour un onduleur 2 niveaux IGBT Si (240 V à 450 V) et onduleur 3 niveaux IGBT Si (480 V à 900 V) ($m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi) = 0.9$, $f_d=12$ kHz (2 niveaux) et 9.6 kHz (3niveaux), $f_m=200$ Hz)	170
Figure 4.17 : Pertes totales en conduction et en commutation (a) IGBT et diodes Si , (b) IGBT Si et diodes de 'clamp' SiC ($V_{bus} = 900$ V, $m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi) = 0.9$, $f_d= 9.6$ kHz (3niveaux), $f_m=200$ Hz)	171
Figure 4. 18 : Pertes en conduction, en commutation et totales en fonction de la tension du bus DC pour un onduleur 2 niveaux IGBT Si (240 V à 450 V) et onduleur 3 niveaux IGBT Si et diodes clamp en SiC (480 V à 900 V) ($m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi) = 0.9$, $f_d=12$ kHz pour l'onduleur 2 Niveaux et 9.6 kHz pour l'onduleur 3 niveaux, $f_m=200$ Hz)	172
Figure 4.19 : Synthèse des pertes (a) en conduction et commutation (b) totales pour $f_d = 12$ kHz (2niveaux) et 9.6 kHz (3niveaux), avec $f_m = 200$ Hz, $m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi) = 0.9$ à 450 V et 900 V.....	173
Figure 4.20 : Evolution de l'indice de modulation (variable) et de la tension machine par phase (constante) en fonction de la tension du bus continu.....	175
Figure 4.21 : caractéristique de décharge d'une cellule élémentaire [95] (a) et du pack de batterie 900 V et 450 V (b).....	176
Figure 4.22 : Pertes totales d'un onduleur 2 niveaux en fonction de l'état de décharge de la batterie, $f_d = 12$ kHz, $P = 60$ kW, $f_m = 200$ Hz.....	177
Figure 4.23 : pertes totales d'un onduleur 3 niveaux NPC, $f_d = 12$ et 9.6 kHz, $P = 60$ kW....	178
Figure 4.24 : Aire sous la courbe pertes totales en fonction de 0% à 100% du DOD batterie pour toutes les topologies étudiées	179
Figure 4.25 : Aire sous la courbe pertes totales en fonction de (a) 20% à 100% et (b) 20% à 80 % du DOD batterie pour toutes les topologies étudiées.....	180
Figure 4.26 : Cycle Artémis (a) urbain, (b) routier et (c) autoroutier.....	181
Figure 4.27 : pertes totales sur un cycle Artémis, $f_d = 12$ kHz (2 niveaux) et 9.6 kHz (3 niveaux), (a) urbain, (b) routier, (c) autoroutier	182
Figure 4.28 : Aire sous la courbe des pertes totales sur un cycle complet de 1000 s (urbain, routier et autoroutier), comparaison des pertes globales pour toutes les topologies étudiées..	183
Figure 4.29 : Pertes totales en fonction de la fréquence de découpage, $P= 60$ kW.....	185
Figure 4.30 : Pertes totales dans les onduleurs en fonction de la puissance de la machine.....	186
Figure 4.31 : Boost simple.....	187
Figure 4.32 : courant sur une période de découpage	188
Figure 4.33 : Boost à 3 phases (a), formes d'onde du courant parcourant les trois inductances (b)	188
Figure 4.34 : Pertes fer volumique issues du datasheet en fonction de l'induction maximale et de la fréquence pour une ferrite de type 3C90.....	191
Figure 4.35 : Pertes totales dans le boost 1 phase et le boost 3 phases ($P=60$ kW, $f=10$ kHz, $V_{bus}=900$ V, $E=450$ V).....	193
Figure 4.36 : Rendement des structures onduleur triphasé avec ou sans boost ($m=0.53$ $V_{bus}=900V$) dans le cas d'une batterie 450V	194

Table des tableaux

Chapitre 1

Tableau 1.1: Caractéristiques électriques de quelques véhicules hybrides	34
Tableau 1.2: caractéristiques des cycles ECE15, EUDC et NEDC [24].....	39
Tableau 1.3 : caractéristique du cycle Artémis [25].....	40
Tableau 1.4 : Panel d'assemblages de modules de puissance dans l'automobile hybride/électrique [30]	43
Tableau 1.5 : Comparaison des matériaux en fonction des facteurs de mérite [52] [53] [54]	49
Tableau 1.6 : Comparaison des topologies NPC, NPP, ANPC et MPC pour un bras d'onduleur	54

Chapitre 2

Tableau 2.1: Valeurs des résistances et capacités thermiques	68
Tableau 2.2 : valeurs renseignées dans le modèle d'extraction (module FS100R07PE4)) pour la description des performances dynamique de l'IGBT et de la diode.....	69
Tableau 2.3 : valeurs des paramètres du circuit simulé.....	74
Tableau 2.4 : Erreur entre les énergies de commutation (datasheet et simulation (module FS100R07PE4))	77

Chapitre 3

Tableau 3.1 : Modules de puissances Si IGBT et SiC MOSFET [79], [80].....	97
Tableau 3.2 : Caractéristiques des driver Concept [85], INFINEON [86], CREE [87].....	97
Tableau 3.3 : Caractéristique du tore Pearson 2877 [88].....	98
Tableau 3.4 : Caractéristiques du Shunt T&M Research Products SDN-414-01 [89].....	98
Tableau 3.5 : Caractéristiques de la sonde Rogowski CWT06 ULTRA Mini [91].....	99
Tableau 3.6 : Caractéristiques des sondes de tension [92]	103
Tableau 3.7 Caractéristiques des oscilloscopes Tektronix DPO 4034 et DPO 2014.....	104
Tableau 3.8 : Caractéristiques de la capacité du bus DC.....	105
Tableau 3.9 : Verifications des valeurs des capacités, ESR et ESL.....	106
Tableau 3.10 : inductances et capacités parasites du module de puissance.....	112
Tableau 3.11 : dI_C/dt et dV_{CE}/dt à l'amorçage en fonction de la résistance de grille	120
Tableau 3.12: les dI_C/dt et dV_{CE}/dt au blocage en fonction de la résistance de grille	120
Tableau 3.13 : coefficients de la droite E_{total} (R_G).....	129
Tableau 3.14 : résultats expérimentaux à la mise en conduction du MOSFET	139
Tableau 3.15 : résultats expérimentaux du blocage du MOSFET.....	140
Tableau 3.16 : Comparaison des vitesses de commutations du module IGBT silicium et du module MOSFET SiC à la mise en conduction ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_G =$ 12 Ω)	143
Tableau 3.17 : Comparaison des vitesses de commutations du module IGBT silicium et du module MOSFET SiC au blocage ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_G = 12$ Ω).....	144

Chapitre 4

Tableau 4.1 : Paramètres de la machine de traction étudiée.....	154
Tableau 4.2 : Modules de puissance sélectionnés pour l'estimation des pertes.....	161
Tableau 4. 3 : Expression des valeurs moyennes et efficaces des courants dans les CSCP sur une période T_m	163
Tableau 4.4: Niveaux de tension en sortie de l'onduleur trois niveaux NPC.....	168
Tableau 4.5 : Courant moyen et efficace sur une période de modulation T_m	169
Tableau 4.6 : Courant commuté par phase dans chaque composant, cf. Fig. 4.9.....	169
Tableau 4.7 : Dimensions et surface actives des puces dans les modules de puissance.....	174
Tableau 4.8 : Modules de puissance choisis pour l'estimation des pertes.....	176
Tableau 4.9 : Pertes totales dans les IGBTs et les diodes du boost 1 phase et boost 3 phases	189
Tableau 4.10 : comparaison des inductances en ferrite et en amorphe ($f=10$ kHz).....	192
Tableau 4.11 : Gain relatif apporté par le matériau amorphe comparativement à la ferrite..	192

Notations

AC : Alternatif
ARTEMIS : Assessment and reliability of transport emission models and inventory systems
Bus DC : Bus continu (DC link, en anglais)
CSCP : composants semi-conducteurs de puissance
DC : Direct Current (Courant continu)
DCB : Direct copper bonding
DLB : Direct lead bonding
DP : direct potting
EmCon : Controlled emitter
 E_{off} : Energie de commutation au turn-off (mJ)
 E_{on} : Energie de commutation au turn-on (mJ)
ESL : Equivalent Series Inductance
ESR : Equivalent Series Resistance
EUDC : extra urban driving cycle
 F_d : fréquence de découpage (Hz)
FFT : fast fourier transform
 F_m : fréquence du fondamental de la tension de phase du moteur (Hz)
 I_c : Courant collecteur (A)
 I_{charge} : Courant de charge (A)
IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée)
IMB : insulated metal baseplate
 I_{ph} : courant par phase
JBS : junction barrier schottky
 m : Indice de modulation
MLI : Modulation par Largeur d'Impulsion
MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Transistor à effet de champ à grille métal-oxyde)
MSAP : machine synchrone à aimants permanents
 N : vitesse nominale
NEDC : New European driving cycle
NPC: Neutral Point Clamped (Point de référence clampé)
NPT : non punch through
 p : nombre de paires de pôles
 P : Puissance mécanique du moteur (W)
 P_{cond} : Pertes par conduction dans un composant semi-conducteur (W)
 P_{rec} : Pertes par commutation dans un composant semi-conducteur (W)
PT Punch through
PWM : Pulse Width Modulation (ou MLI en français)

R_G : résistance de grille (Ω)

R_s : résistance de phase d'une machine

Si : Silicium

SiC : carbure de silicium

T&FS : trench et field stop

THD : taux de distorsion harmonique

T_j : Température de jonction d'un composant ($^{\circ}\text{C}$)

V_{a0} : Tension simple (phase- point milieu) en sortie de l'onduleur (V)

V_{ab} : Tension composée en sortie de l'onduleur (V)

V_{CE} : Tension collecteur-émetteur (V)

V_{DC} : Tension du bus continu (V)

V_{GATE} : tension de commande

VNA : Vectorial Network analyzer

V_{ph} : tension par phase

α : rapport cyclique du hacheur survolteur (boost)

Γ_{em} : couple de la machine

η : rendement

φ : Déphase entre la tension et le courant

Introduction générale

Introduction générale

La prise de conscience collective sur l'effet de la consommation des énergies fossiles à base d'hydrocarbures sur notre environnement a conduit à de nombreuses résolutions nationales et internationales. La participation de 196 Etats à la 21^e édition de la Conférence des Parties (COP21) qui s'est tenue en France (Bourget) en décembre 2015, illustre bien cette volonté des institutions internationales d'agir pour réduire l'impact de l'Homme sur le Climat [1]. Ainsi, après le constat alarmant dressé en 2014 par le Groupe d'experts Intergouvernemental sur l'Evolution du Climat (GIEC) [2][3], plusieurs Etats ont décidé lors de la COP21 de réduire leurs émissions de gaz à effet de serre (GES) de façon à limiter l'augmentation de la température moyenne du globe à environ +2 °C, d'ici à l'horizon 2050 [4].

Cette accord entraine des répercussions dans plusieurs secteurs d'activités tels que l'Energie et le Transport. Ces différentes industries doivent adopter de nouvelles stratégies pour réduire l'impact carbone de leurs différents produit et systèmes. Il s'agira pour l'industrie de l'Energie d'augmenter la part des énergies propres dans la production globale. Et pour le secteur du transport, il faut désormais augmenter la part de l'électrique dans les systèmes.

Dans l'industrie automobile, il y a déjà quelques décennies, les constructeurs ont innové dans ce sens en introduisant sur le marché des véhicules à motorisation hybride (moteur thermique + moteur électrique). En parallèle à l'utilisation des véhicules hybrides, la tendance est également au développement des véhicules électriques. Les émissions moyennes du parc automobile passeront ainsi de 167 g CO₂ /km en 2010 à 100 g CO₂ /km en 2030. Alors que les véhicules neufs émettaient, en 2010, 127 g CO₂ /km en moyenne, la moyenne pondérée des véhicules neufs de 2030 émettra 49 g CO₂ /km (les véhicules électriques n'émettent pas de CO₂ à l'usage, les véhicules hybrides rechargeables émettent environ 30 g CO₂ / km, et les véhicules thermiques entre 50 et 100 g CO₂ /km [5]).

L'augmentation de l'autonomie de ces véhicules nécessite des travaux de recherche sur les batteries, mais également sur l'efficacité énergétique globale de la chaine de conversion électromécanique. Cela passe par une diminution globale des pertes mais aussi de la masse de toute la chaine de propulsion électrique. Ainsi, ces évolutions requièrent de nouveaux cahiers de charges et de nouveaux développements de la part des constructeurs automobiles. Tout ceci afin de respecter les nouvelles contraintes environnementales et de masse qui conduisent donc inéluctablement à l'évolution des systèmes électriques existants.

Les travaux menés dans cette thèse s'inscrivent dans un contexte d'efficacité énergétique et d'intégration en électronique de puissance. Les véhicules électriques développés aujourd'hui, et dans la gamme de puissance initialement visée dans le cadre de ces travaux (60 kW) sont majoritairement alimentés par une batterie de tension nominale proche de 400 V_{DC}. Ils intègrent à minima un onduleur triphasé pilotant la machine électrique de traction, dans la plupart des cas il s'agit d'une machine synchrone.

Les travaux présentés ici se focalisent principalement sur l'impact de la montée en tension du bus DC. Une étude globale nécessiterait que soit pris en compte l'ensemble des éléments de la chaîne de traction (batterie, onduleur, actionneur, filtres et lois de commande). La montée en tension peut entraîner une réduction des pertes dans la batterie, le câblage et la machine. Elle requiert toutefois de reprendre entièrement le dimensionnement des machines et éventuellement les fréquences d'alimentation.

Nous nous sommes focalisés sur l'impact de la montée en tension du bus DC sur le rendement global du convertisseur de puissance pour la traction du véhicule électrique. La montée en tension permet de réduire l'intensité du courant dans le variateur de vitesse, mais conduit à l'utilisation de composants de plus forte tension d'avalanche ou de structures multi-niveaux mettant en œuvre un nombre plus élevé de composants. Il y a donc un besoin important d'évaluer l'effet de la montée en tension sur le rendement global du convertisseur électronique de puissance, de mettre en évidence les topologies optimales et les composants à semi-conducteurs les mieux adaptés. C'est dans ce contexte que l'ITE (Institut de transition Énergétique) VEDECOM a proposé ce sujet de thèse en collaboration avec le laboratoire SATIE.

Dans la recherche d'efficacité énergétique, il est nécessaire que les rendements des différents constituants de la chaîne de traction soient bien maîtrisés et maximisés. Nous nous intéressons dans ce manuscrit à un constituant de la chaîne de traction : l'onduleur. A priori, à puissance égale, l'augmentation du niveau de tension permet de réduire l'intensité du courant. Cette dernière étant responsable des pertes Joule, sa réduction devrait augmenter significativement le rendement du convertisseur. Cependant, l'augmentation de la tension associée oblige les concepteurs soit à développer de nouvelles topologies soit à utiliser des interrupteurs de puissances de gammes de tension supérieures.

Compte-tenu de ces contraintes technologiques, quel est l'impact réel d'une élévation du niveau de tension globale d'un véhicule électrique sur le rendement des onduleurs ? C'est autour de cette question qu'est construite cette thèse.

Pour y répondre, le manuscrit se base sur quatre chapitres. Le premier chapitre présente un état de l'art sur les caractéristiques de quelques véhicules électriques existant sur le marché ainsi que des cycles routiers standardisés. Nous ferons également une présentation synthétique des technologies de modules de puissance et nous évoquerons les principaux avantages et inconvénients de différents assemblages de modules de puissance adaptés aux véhicules hybrides et électriques. Nous présenterons aussi brièvement les principales structures de composant à semi-conducteurs de puissance utilisés ou potentiellement utilisables dans le domaine de l'automobile, tels que l'IGBT en silicium, le MOSFET en carbure de silicium et les diodes de puissance bipolaires (silicium) et Schottky (SiC).

Dans le deuxième chapitre, nous présentons un modèle analytique de calcul des pertes en conduction et en commutation adapté aux transistors IGBT, MOSFET, diodes Schottky et diodes silicium, et qui se base dans un premier temps sur les données fournies par les fabricants des modules de puissance. Puis, ce modèle sera complété par des données issues des mesures de caractérisation. Il sera utilisé dans la suite du manuscrit pour l'estimation des pertes totales (en

conduction et en commutation) dans les composants à semi-conducteurs de puissance (IGBT, MOSFET et diodes) utilisés dans les onduleurs pour un état de fonctionnement donné. Plusieurs structures d'onduleur seront étudiées, et les pertes seront modélisées et estimées dans chacun des cas traités.

Le troisième chapitre se focalisera sur la caractérisation électrique des modules de puissance et plus précisément sur les composants semi-conducteurs IGBT en silicium (Si), les MOSFET en carbure de silicium (SiC) et les diodes associées en régime de commutation. Nous étudierons, de manière expérimentale, les énergies de commutation en fonction des paramètres environnant le module. La température de jonction, la résistance et la tension de grille, l'inductance de maille de la cellule de commutation, le courant commuté et la tension du bus continu dans une cellule de commutation seront des paramètres que nous ferons varier. Une comparaison est faite en fin de chapitre afin de conclure sur les performances respectives de ces composants et leurs sensibilités aux paramètres électriques, thermiques et circuits (puissance et commande).

Ces travaux de caractérisation vont également mettre en évidence les données manquantes dans les documentations constructeurs et qui seront indispensables à l'établissement d'un modèle de pertes réaliste.

Dans le chapitre 4, sur la base des modèles de pertes établis dans le chapitre 2 et des données issues du datasheet complétées des caractérisations électriques, nous estimerons le rendement des différents onduleurs de traction étudiés dans le cadre de cette thèse et associés à des modules IGBT silicium ou MOSFET SiC. Ces estimations seront faites pour différents points de fonctionnement (point nominal de la machine électrique, un cycle de charge ou de décharge du pack de batterie puis sur un cycle standardisé de type Artémis). Nous évaluerons aussi la possibilité de remplacer l'onduleur triphasé par une structure associant un convertisseur DC/DC et un onduleur DC/AC afin d'augmenter la tension du bus DC et la réguler. Là encore plusieurs structures de convertisseurs DC/DC seront évaluées. Dans ce dernier chapitre, nous nous intéresserons également à l'influence de la fréquence de découpage sur le rendement global, et nous comparerons le rendement de conversion des différentes structures d'onduleur étudiées en fonction de la fréquence de découpage.

Enfin, nous évaluerons l'effet de la montée du bus DC d'alimentation de l'onduleur sur son rendement, mais cette fois pour des puissances plus élevées que celle définie par le cahier des charges.

Nous concluons ces travaux sur l'intérêt de cette montée en fréquence avec quelques discussions, et des perspectives liées au développement d'un banc d'essai de la chaîne de traction.

Chapitre 1 : Structures d'onduleurs et composants à semi-conducteur de puissance utilisés dans les véhicules électriques, état de l'art

Chapitre 1. Structures d'onduleurs et composants à semi-conducteur de puissance utilisés dans les véhicules électriques, état de l'art

Sommaire :

I.	Introduction	33
II.	Architecture générale d'une chaîne de traction	35
II.1.	Exemple de chaîne de traction	36
II.2.	Profils de mission	37
III.	Modules de puissance	40
III.1.	Technologie des modules de puissance	40
III.2.	IGBT Silicium	43
III.3.	MOSFET en Carbure de Silicium	45
III.4.	Diode Silicium PiN	46
III.5.	Diode Schottky SiC	47
III.6.	Facteur de mérite	48
III.7.	Comparaison d'un module de puissance IGBT silicium et d'un module MOSFET SiC	49
IV.	Exemple de topologies de convertisseurs rencontrés dans la chaîne de traction de véhicules électriques	50
IV.1.	Onduleur de traction	51
IV.2.	Convertisseurs pour l'élévation de la tension d'alimentation de l'onduleur	55
V.	Modèle de pertes	56
V.1.	Pertes par conduction	57
V.2.	Pertes par commutation	59
VI.	Conclusion	60

I. Introduction

Les systèmes électroniques de puissance embarqués utilisent des composants à semi-conducteur de puissance que nous noterons par la suite CSCP. Différents types de CSCP sont aujourd'hui disponibles :

- Transistor bipolaire de puissance (uniquement en SiC et sous forme de prototypes)
- Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) sur une très large gamme de puissance
- Transistor à effet de champ à grille isolée (MOSFET et Super Junction MOSFET)
- Diodes de puissance (PiN ou Schotky)
- Thyristors GTO (Gate Turn Off) et IGCT (Integrated Gate Controlled Thrystors) réservés aux applications de très forte puissance

Les premières générations de ces CSCP ont été développées dans les années 70-80 à base de silicium (Si) [6]. Les modules de puissance sur semelle (baseplate) (Cf. Figure 1.8) représentent encore près de 80% des applications industrielles [7].

La recherche de composants de plus en plus efficaces a conduit au développement de CSCP dits à grand gap. Il s'agit surtout de MOSFET à base de carbure de silicium (SiC), mais d'autres composants à grands gap à base de nitrure de gallium (GaN) commencent également à gagner en maturité, c'est le cas des HEMT GaN.

Ainsi, la tendance est à l'évaluation du remplacement des CSCP classiques MOSFET et IGBT en silicium par des composants en SiC et notamment par les MOSFET SiC, composants aujourd'hui les plus matures à base de ce matériau. Les nombreux travaux engagés jusqu'à aujourd'hui montrent un gain potentiel important en terme d'intégration (réduction des surfaces actives des CSCP, augmentation des fréquences de découpages, réduction du volume des systèmes de refroidissement) et de développement, pour des application haute tension / forte puissance comme le montre la Figure 1.1.

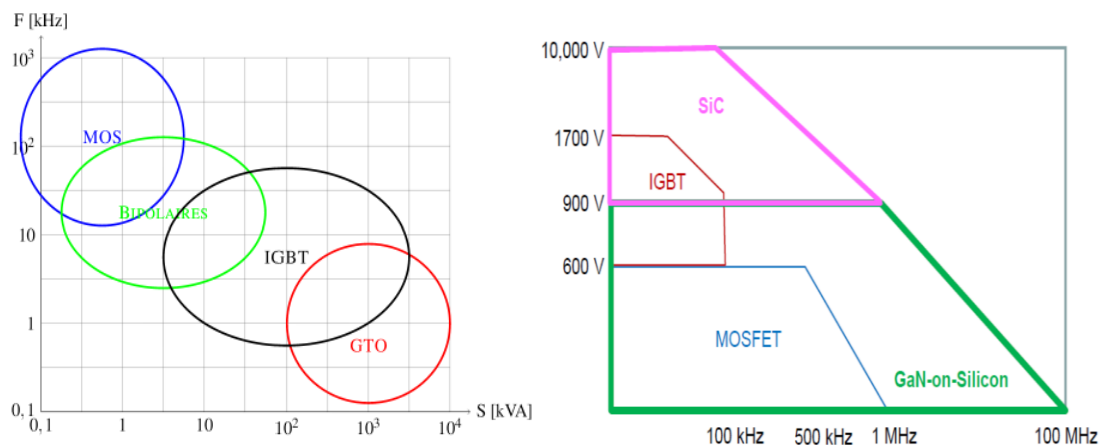


Figure 1.1 : zones approximatves d'utilisation des principaux composants à semi-conducteurs de puissance (a) fréquence/ Puissance (b) tension/ fréquence [8] , [9]

Le fort champ critique d'avalanche du SiC (d'un facteur proche de 10 par rapport au silicium) permet de concevoir des composants avec une zone de drift (zone de tenue en tension) de plus faible épaisseur (d'un facteur proche de 10) et de dopage plus élevé (d'un facteur proche de 100). De façon très simplifiée, la résistance spécifique de la zone de tenue en tension d'un composant SiC peut être réduite de façon idéale et simplifiée d'un facteur proche de 1000 par rapport à celle d'un composant silicium de même calibre en tension. Il en résulte une réduction qui peut être très significative de la surface des puces, ce qui permet ainsi de concevoir des modules de puissances plus performants et à taille réduite.

Sur le marché de l'automobile, les CSCP sont sélectionnés par rapport au niveau de la tension des batteries. Le Tableau 1.1 résume quelques caractéristiques de véhicules tout électriques ou hybrides très répandus.

Tableau 1.1: Caractéristiques électriques de quelques véhicules hybrides

Modèle	Type de véhicule	Puissance du moteur électrique	Tension du bus DC V_{DC}	Référence
BMW i3 2016	EV	125 kW	360 V_{DC}	[10][11]
Honda Accord 2014	HEV	124 kW	700 V_{DC}	[12]
Nissan LEAF 2012	EV	80 kW	400 V_{DC}	[12]
Toyota Prius 2010	Plug-in Hybrid	60 kW + un second en alternateur	650 V_{DC}	[13][14]
Opel Ampera	Hybrid	111 kW + un second de 54 kW	360 V_{DC}	[15]
Lexus LS600h 2008	Plug-in Hybrid	221 kW	650 V_{DC}	[16]
Audi A3 e-tron	Plug-in Hybrid	75 kW	280-390 V_{DC}	[17][18]

Le niveau de tension de la batterie Haute Tension (HT) est actuellement d'environ 450 V. La puissance des motorisations augmentant, afin de réduire le courant moyen délivré par la batterie les constructeurs envisagent d'élever le niveau de la tension batterie afin de réduire les pertes joules. Cette augmentation de la tension pourrait permettre d'exploiter pleinement les potentialités des CSCP en SiC qui sont potentiellement bien adaptés pour des tenues en tension supérieures à 1200V. Ainsi, la tension des batteries HT devrait passer progressivement de 400 à 800 V_{DC} d'ici à 2025 [19] comme le montre la Figure 1.2.

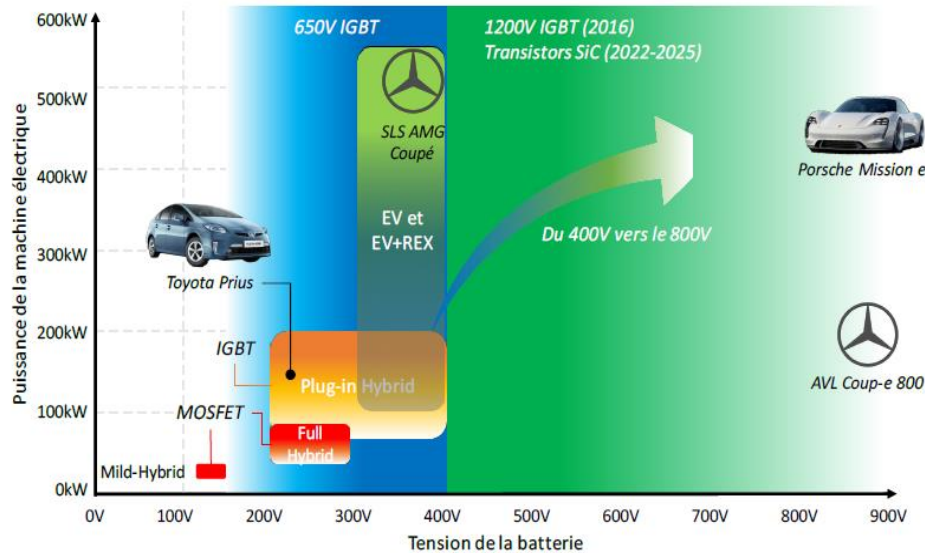


Figure 1.2 : Evolution prévisible du niveau des tensions des batteries embarquées et technologies de puces employées [19]

Sur le marché actuel, à part la Tesla Model S, il existe seulement deux autres concept-car avec une batterie HT de 800 V_{DC} : la Porsche Mission e et la Mercedes AVL Coup-e 800.

Le passage de la tension HT de 400 à 800 V_{DC} a des avantages indéniables tels que la réduction de la section de câbles et la réduction de la taille des composants via la surface des puces. Toutefois, les composants 1200 V adaptés à des tensions V_{DC} de 800V présentent des zones de drift de tenue en tension de résistance spécifique plus élevée que celles des composants de tenue en tension 650 V adaptés à des tensions V_{DC} de 400 V. Les pertes par conduction peuvent donc être supérieures. Il en est de même pour les pertes par commutation, la réduction du calibre en courant associée à élévation de la tenue en tension ne garantissant pas une réduction des pertes, toutes choses égales par ailleurs. L'effet de la diminution du courant devra donc être évaluée précisément au niveau de l'onduleur de traction. C'est un des objectifs de cette thèse.

II. Architecture générale d'une chaîne de traction

La chaîne de traction d'un véhicule électrique est un système de conversion électromécanique qui va du réseau électrique au moteur électrique de traction. Un exemple simplifié de chaîne de traction est représenté en Figure 1.3.

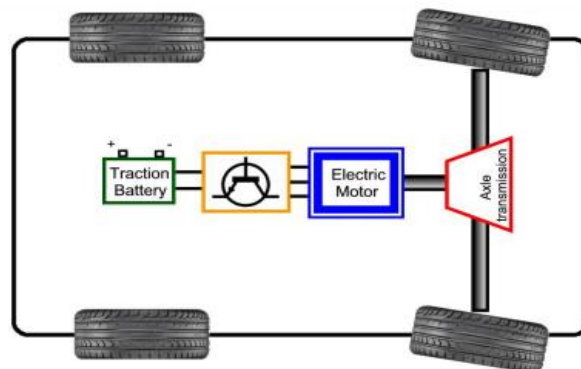


Figure 1.3 : chaîne de traction simplifiée d'un véhicule électrique [20]

En associant le réseau BT de distribution aux chargeurs, la chaîne de traction est composée de façon détaillée de plusieurs éléments dont :

- **Le chargeur** : L'élément de connexion de la batterie sur le réseau électrique. Il peut être soit embarqué soit externe, isolé ou non. Il peut être raccordé au réseau en monophasé, pour les charges lentes nécessitant peu de puissance appelée ou en triphasé, pour les charges rapides. La plupart des chargeurs sont avec contact (avec une prise) et depuis quelques années des chargeurs sans contact (à induction) se développent également.
- **Le pack de batterie** : c'est l'élément de stockage de l'énergie électrique. Il sert de source d'alimentation au moteur électrique via le variateur de vitesse. Son énergie spécifique, exprimée en W/kg, détermine l'autonomie du véhicule électrique. Plusieurs technologies de batterie coexistent (Plomb-acide et Nickel-cadmium (Ni-Cd) et plus récemment les Nickel-hydrure de métal (Ni-MH) et Lithium-ion (Li-ion)). Le choix de l'une ou l'autre de ces technologies dépend du coût, de l'énergie massique, de son efficacité énergétique, de la tolérance aux surcharges et aux températures élevées etc. Ainsi, les batteries au plomb et au Nickel-Cadmium, de par leurs caractéristiques environnementales tendent à disparaître. A contrario, les batteries Li-ion, présentant une des meilleures énergies spécifiques, sont les plus répandues.
- **Le variateur ou onduleur** : Il est au cœur de la chaîne de traction. A partir de la source DC (batterie), il permet d'alimenter le moteur électrique à différents points de fonctionnement. Suivant les cahiers des charges, la topologie de ce variateur de vitesse peut varier.
- **Le moteur** : Il s'agit d'une machine électrique qui convertit la puissance électrique en puissance mécanique. Il fournit le couple mécanique nécessaire à la traction du véhicule. Parmi les structures de machines utilisées, on retrouve aujourd'hui le plus souvent les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ou à excitation séparée et des machines asynchrones (MAS) à cage.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons présenter quelques exemples de topologies.

II.1. Exemple de chaîne de traction

La Figure 1.4 illustre les différents types de motorisation :

- Véhicule à combustion interne : la chaîne de traction consiste en l'utilisation d'un moteur thermique alimenté en combustible par un réservoir de carburant.
- Véhicule hybride : l'association d'un moteur thermique et d'un moteur électrique pour la propulsion du véhicule.
- Véhicule hybride rechargeable, ou « plug-in » : consiste aussi en l'association d'un moteur thermique et électrique rechargeable pour recharger la batterie. Elle permet ainsi d'augmenter l'autonomie de plusieurs dizaines de kilomètres.

- Véhicule électrique (VE) : la chaîne de traction n'est constituée que d'un (ou éventuellement plusieurs) moteur électrique alimenté par des batteries.

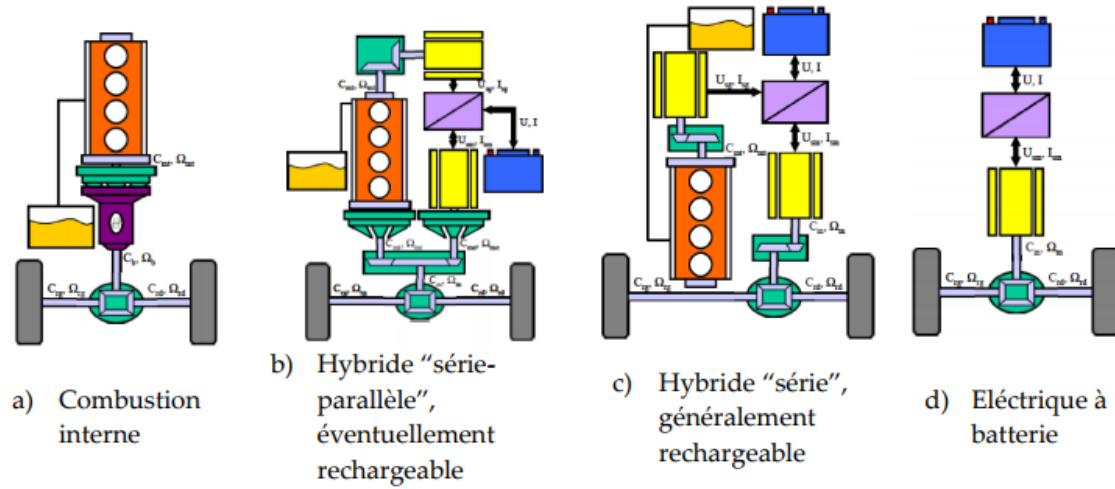


Figure 1.4 : Représentation schématique de chaîne de traction [21]

Les parties (batterie, convertisseur, moteur, roue, ...) constituant les chaînes de traction ci-dessus sont représentées dans la Figure 1. 5.

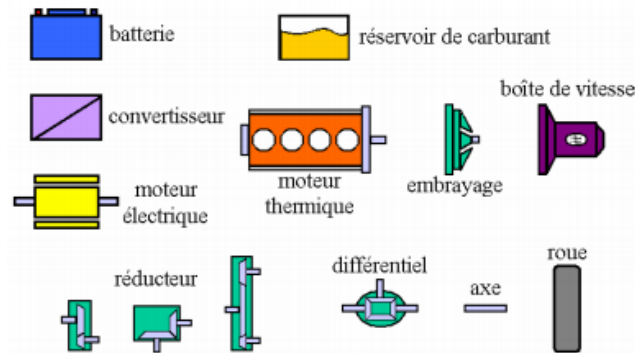


Figure 1. 5 : composants constituant les chaîne de traction [21]

II.2. Profils de mission

Les profils de mission sont souvent normalisés sur différents trajets de type urbain, routier et autoroutier que les véhicules peuvent emprunter. Ils représentent les sollicitations en couple et en vitesse que peut subir le moteur de traction. Ces profils de mission représentent des modes de conduite pour des régions ou pays différents. Pour illustrer des modes de fonctionnement, plusieurs cycles normalisés ont été proposés ces dernières années. [22], [23]. Bien que ces profils puissent être critiquables dans la représentation des contraintes usuelles d'utilisation d'un véhicule, nous nous baserons malgré tout sur l'utilisation d'un de ces cycles pour évaluer dans le chapitre 4 le rendement global du convertisseur.

II.2.1. Cycles ECE-15, EUDC et NEDC

Pour les constructeurs automobiles en Europe, les références des profils de mission sont issues des cycles ECE-15 et EUDC (Extra Urban Driving Cycle).

En 1970, pour représenter les conditions de conduite urbaine dans des villes comme Paris ou Rome par exemple, le cycle ECE-15 illustré en Figure 1.6 (a) a été conçu. Ce cycle est caractérisé par une faible vitesse du véhicule, une faible charge du moteur et une faible température des gaz d'échappement.

Le cycle EUDC quant à lui a été développé en 1990 pour tenir compte des modes de conduite plus « agressifs » à haute vitesse. La vitesse maximale du cycle EUDC a été fixée à 120 km/h et est maintenue sur une très courte durée.

Afin de comparer les performances des automobiles sur leurs consommations et les émissions de polluants, en 1997, un nouveau cycle nommé NEDC (New European Driving Cycle) a été conçu. Il se veut représenter un usage typique d'un véhicule en Europe. La Figure 1.6(c) montre qu'il est constitué du cycle de conduite urbain ECE-15 répété quatre fois (de 0 à 800 s) et du cycle de conduite extra-urbain EUDC (de 800 à 1200 s). Il est constitué de périodes d'accélérations, décélérations et de différentes vitesses.

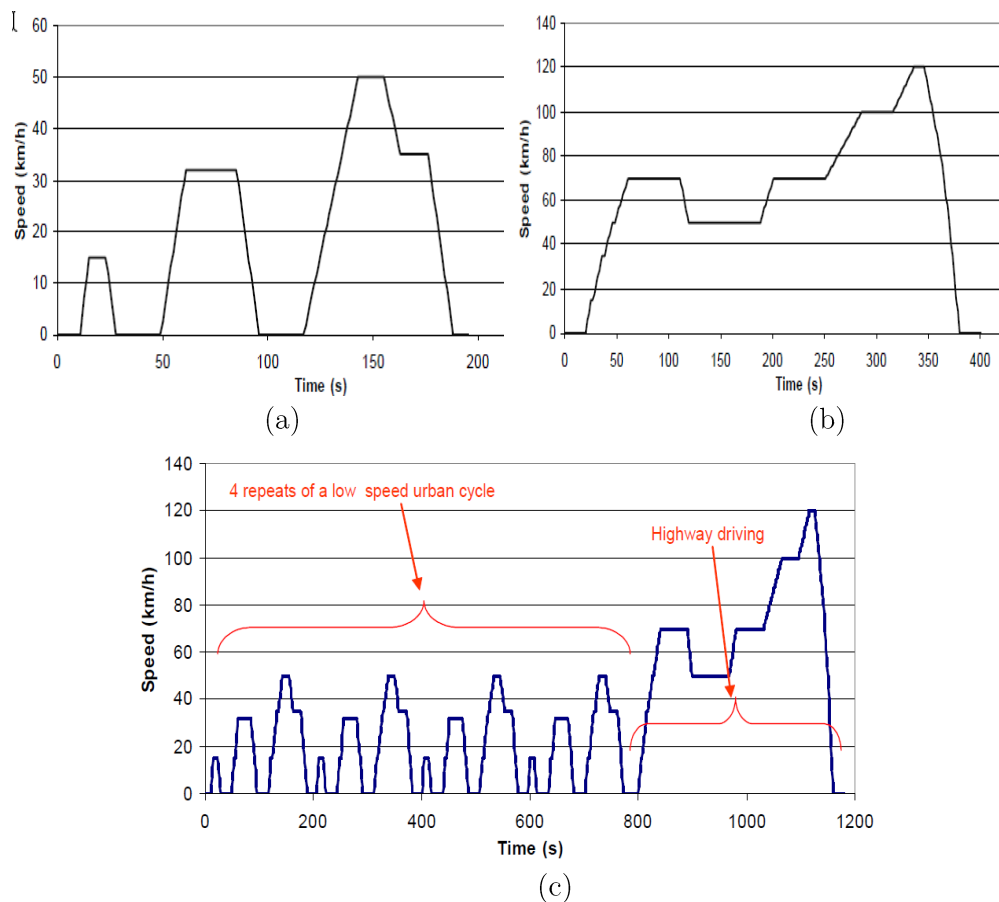


Figure 1.6 : caractéristiques des cycles ECE15 (a) , EUDC (b) et NEDC (c) [24]

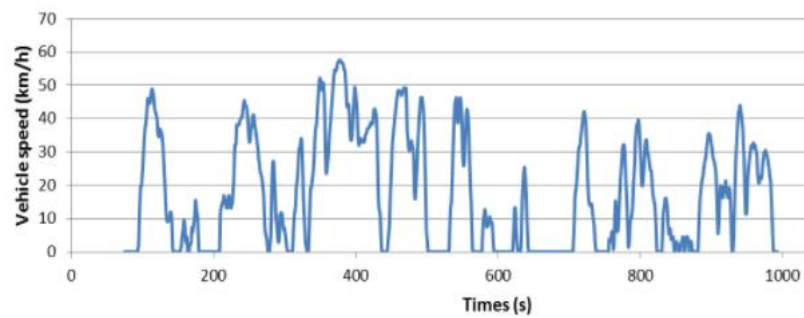
Le Tableau 1.2 illustre les caractéristiques (distance, temps total, vitesses et le nombre d'accélération et d'arrêt) des cycles ECE15, EUDC et NEDC.

Tableau 1.2: caractéristiques des cycles ECE15, EUDC et NEDC [24]

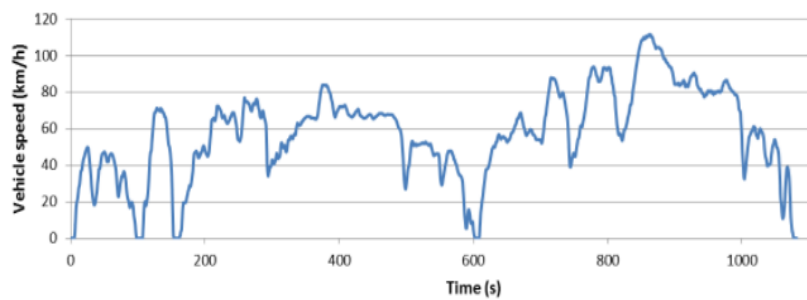
Caractéristiques	ECE 15	EUDC	NEDC
Distance (km)	0.9941	6.955	11.016
Temps total (s)	195	400	1180
Vitesse moyenne (trip) (km/h)	18.4	62.6	33.6
Vitesse moyenne de conduite (km/h)	23.87	68.6	42.24
Vitesse maximale (km/h)	50.07	120.09	120.09
Nombre d'accélération	3	4	31
Nombre de stops	4	2	14

II.2.2. Cycle Artémis

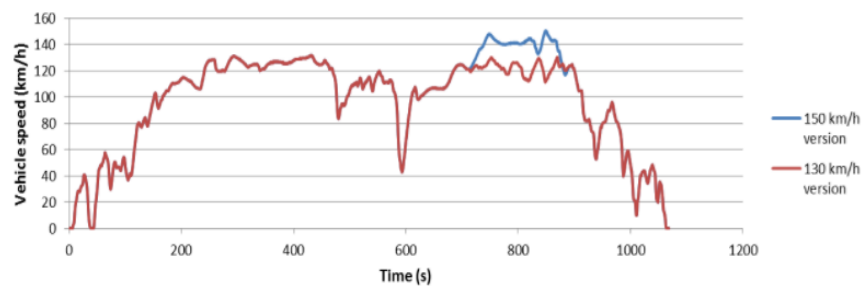
Le cycle Artémis (Assessment and Reliability of Transport Emission Models and Inventory Systems) a été développé dans le cadre d'un projet européen en collaboration avec une quarantaine de laboratoires de recherche européens. Il est composé de trois cycles : urbain, routier et autoroutier (130 km/h et 150 km/h). L'utilisation de ce cycle, permet aux constructeurs automobiles de mieux comprendre les conditions réelles de conduite et d'évaluer les performances réelles des véhicules. [25]



(a)



(b)



(c)

Figure 1.7 : Cycle Artémis (a) urbain, (b) routier et (c) autoroutier [25]

Les principales caractéristiques du cycle Artémis sont résumées dans le tableau suivant :

Tableau 1.3 : caractéristique du cycle Artémis [25]

Caractéristiques	Urbain	Rural	Autoroute 150 km/h	Autoroute 130 km/h
Distance (m)	4870	17272	29545	28735
Temps total (s)	993	1082	1068	1068
Vitesse moyenne (km/h)	17.6	57.5	99.6	96.9

Dans la suite de ces travaux, nous utiliserons ce cycle Artémis (cycle urbain, routier et autoroutier à 150 km/h, le cycle autoroutier à 130km/h ne sera pas pris en compte dans cette étude) pour estimer et comparer les rendements de différentes topologies d'onduleurs. Ces différentes structures d'onduleurs sont évaluées à partir de différents modules de puissance existant.

III. Modules de puissance

III.1. Technologie des modules de puissance

La Figure 1.8 présente le principe d'assemblage d'un module de puissance. Ce module est constitué de plusieurs éléments assemblés (souvent empilés) dans un boîtier. Ce dernier vient se fixer sur un système de refroidissement en rajoutant une interface thermique comme de la graisse en silicone par exemple.

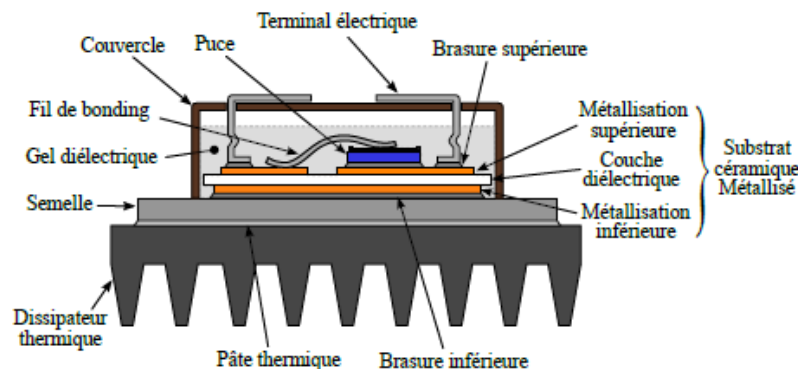


Figure 1.8 : Représentation schématique d'un module de puissance [26]

Le module de puissance se constitue de :

Puces : ou composants à semi-conducteur de puissance dont l'épaisseur est de quelques centaines de micromètres. Elles sont brasées sur un substrat céramique métallisé (une métallisation supérieure, une couche diélectrique et une métallisation inférieure). Les puces silicium sont recouvertes d'une métallisation en aluminium de quelques μm d'épaisseur.

Fils de bonding : Les connexions entre les puces sont assurées en général par l'intermédiaire de fil de bonding en aluminium ou par « solder bumps » par exemple.

Brasures : Les puces sont brasées, par leurs faces arrières, sur une plaque de céramique (alumine ou nitrure d'aluminium) métallisée par une couche de cuivre sur chaque face, appelée DCB

(Direct Copper Bonding). Le DCB est également brasé sur la semelle. Aujourd'hui sont majoritairement utilisées des brasures sans plomb (généralement de type SAC). On rencontre également, notamment pour le report de la brasure sur le DCB des joints frittés à base de pâte d'argent.

Semelle : elle se trouve entre le substrat et le système de refroidissement. Elle est en cuivre, voire en AlSiC, afin d'assurer le maintien mécanique de l'assemblage, permettre l'évacuation du flux thermique lors du fonctionnement du module et assurer un bon contact électrique.

Gel diélectrique ou encapsulation : c'est un gel silicone qui permet la protection interne du silicium contre l'humidité ou l'oxydation et assure une bonne isolation électrique.

Résine époxy : elle vient recouvrir généralement le boîtier pour assurer la protection des sorties de puissance.

Connexions externes : elles relient les puces au reste du circuit (sources, charges, ...). Ces connecteurs doivent assurer une conductivité électrique élevée.

Système de refroidissement : le module de puissance est fixé sur le refroidisseur au niveau de la semelle afin de maintenir la température de jonction des composants en dessous d'une valeur critique pendant le cycle de fonctionnement (plaque à eau ou refroidissement à air forcé).

Parmi les technologies de modules de puissance, nous pouvons trouver un nouveau concept d'assemblage proposé par le Fraunhofer IZM à Berlin, en partenariat avec d'autres instituts tels que Infineon Technologies AG, Schneider Electric, TU Berlin et les universités de Budapest et de Chemnitz, il a été réalisé avec un refroidissement double-face faisant partie intégrante du module de puissance [27].

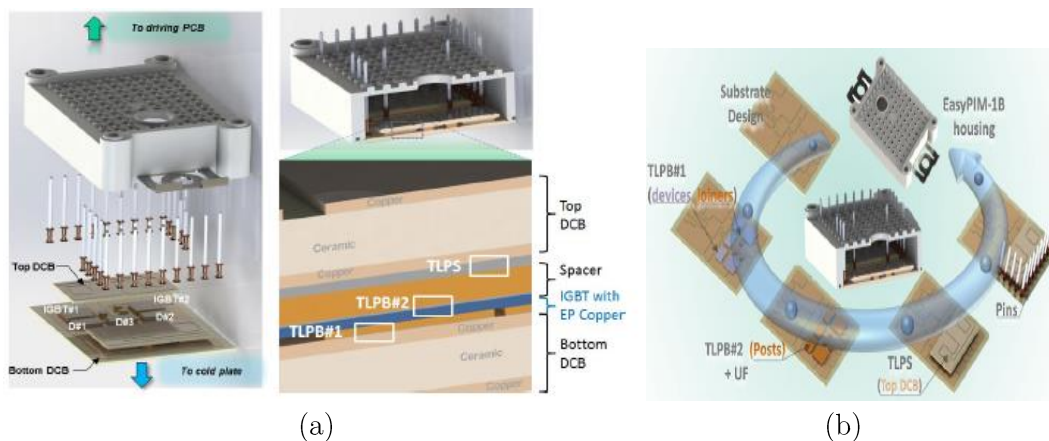


Figure 1.9: module de puissance à refroidissement double-face et processus d'assemblage [27]

Le fabricant Mitsubishi quant à lui propose des modules de puissance de type Direct-Lead-Bonding (DLB). Dans ces modules bras d'onduleur, se trouvent quatre puces (deux diodes et deux IGBTs) brasées en face arrière au dissipateur thermique, alors qu'en face avant les puces sont brasées à une épaisse plaque de cuivre par un joint de brasure très épais faisant office de

"spacer" [28]. Cette couche épaisse de brasure permet d'éloigner les plaques de cuivre d'amenées du courant de la périphérie des puces et éventuellement de rattraper les différences au niveau des épaisseurs des puces diode et IGBT.

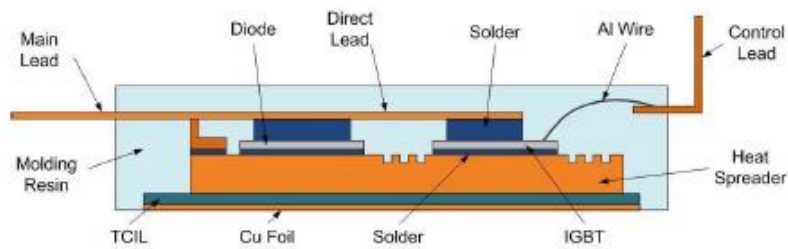


Figure 1.10: Module de puissance Direct-Lead-Bonding [28]

Ce même fabricant propose aussi une nouvelle manière d'assemblage de module de puissance qui consiste à remplacer le gel en silicone dans une structure conventionnelle par de la résine DP (Direct Potting) et de remplacer le substrat DCB par un IMB (Insulated Metal Baseplate) [29].

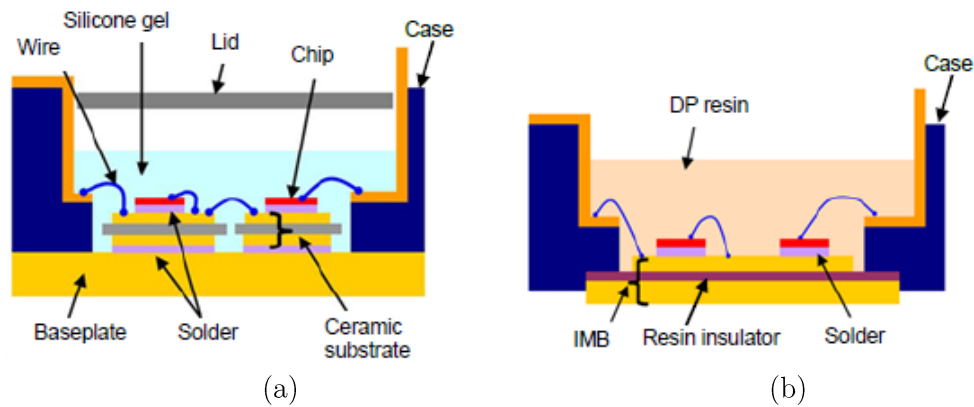
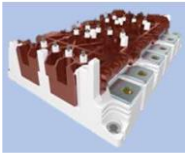


Figure 1.11 : Structure conventionnelle d'un module de puissance (a), structure développée par Mitsubishi (b) [29]

Le tableau 1 représente quelques modules de puissance utilisés dans des véhicules hybrides ou électriques [30].

Tableau 1.4 : Panel d'assemblages de modules de puissance dans l'automobile hybride/électrique [30]

Modules	Toyota LS600	Toyota Prius III	Infineon HybridPack 2	Mitsubishi TPM	Semikron SkiM
					
Spécificité	Refroidissement double-face	Système de refroidissement en contact direct sans baseplate	Système de refroidissement intégré (Pin fin)	Interconnexion bonding-less et module surmoulé	Contact pressé et sans baseplate
Avantages	• Connexion planaire double-face • Sans baseplate • Refroidissement double-face	• Liaison directe avec le refroidissement • Sans baseplate • Sans interface thermique	• Baseplate refroidie en direct • Sans interface thermique • Refroidisseur intégré	• Sans substrat DBC remplacé par un TCIL (Thermal Conductive Insulated Layer) • Bras d'onduleur • Direct-Lead-Bonding	• Sans baseplate • Contact pressé • Pucés frittées (Ag)
Inconvénients	• Assemblage complexe • Mauvaise conductivité thermique dû à l'isolant céramique à rajouter en externe au boîtier et double interface d'échange thermique	• Mauvaise conductivité thermique dû à l'absorbeur d'effort (buffer) • Paramètres électriques parasites importants	• Fabrication des pin fin difficile • Paramètres électriques parasites importants • Intégration difficile du refroidisseur	• Double interface thermique • Mauvaise conductivité thermique dû au TCIL • Complexité d'assemblage	• Intégrité mécanique problématique • Paramètres électriques parasites importants • Mauvaise uniformité de l'interface thermique

III.2. IGBT Silicium

Il existe différents types d'IGBT qui diffèrent en termes de structure, de caractéristiques électriques et de procédés de fabrication.

Traditionnellement, on rencontre deux principales familles d'IGBT :

- Les IGBT Punch-Through (PT) dans lesquels le champ électrique traverse intégralement la région de drift de tenue en tension en phase de blocage de la tension
- Les IGBT Non-Punch-Through (NPT) dans lesquels le champ électrique ne traverse pas la région de drift.

Le terme PT est aujourd'hui utilisé pour les puces IGBT relativement épaisses, fabriquées à partir d'un substrat d'épitaxie qui contient un buffer n^+ . Le terme NPT est quant à lui associé à des puces plus fines fabriquées à partir des zones n^- du drift et qui n'ont pas de couche n^+ supplémentaire épaisse (solution moins onéreuse).

Un aperçu des différentes structures d'IGBT est présenté dans la Figure 1.12

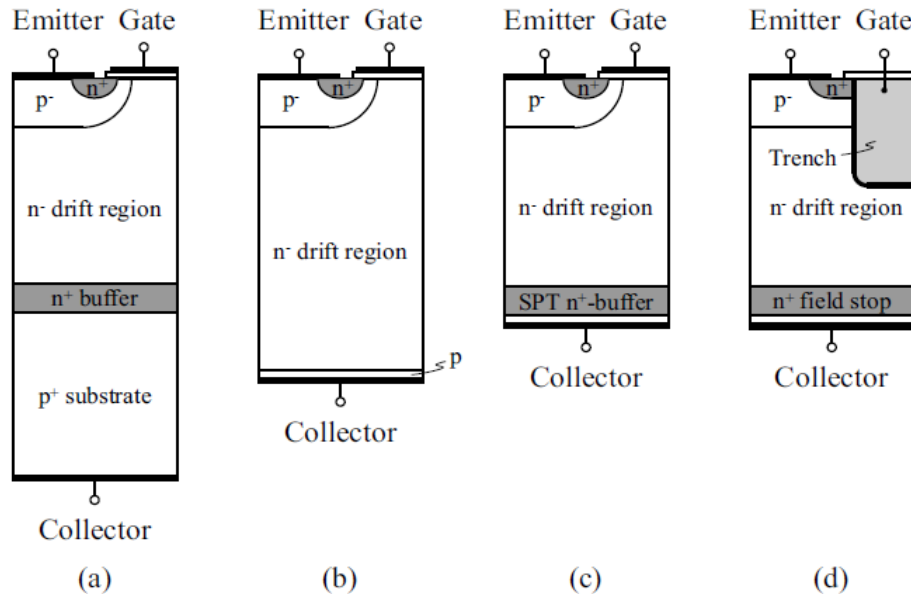


Figure 1.12 : technologie des différentes structures d'IGBT (a) PT, (b) NPT, (c) SPT (d) T&FS [31]

Deux principales tendances technologiques peuvent être aussi observées dans le développement des puces IGBT :

- La technologie Trench et Field-Stop (T & FS) développée par Infineon [32] : La conception d'un IGBT T & FS utilise une fine couche de buffer n^+ sous le substrat n^- comme couche tampon permettant de limiter l'injection des porteurs excédentaires en régime de conduction et de favoriser les recombinaisons de porteurs au blocage. La tranchée profonde combinée avec une structure de type PT en face arrière (minimisation de l'épaisseur de la couche n^-) permet une faible tension à l'état passant et une réduction de la surface de la puce.
- La technologie Soft-Punch-Through (SPT) développée par ABB [33]: La structure de puce SPT est extrêmement semblable à la structure T & FS, seule diffère ici la structure du MOSFET interne qui est ici planar. En raison de la couche n^- étroite, des pertes inférieures à l'état passant et en commutation peuvent être obtenues par rapport à un IGBT NPT.

Les dernières générations de composants 1200 V des deux nouvelles technologies sont désignées par des IGBT 4 de type Trench ou T&FS et SPT⁺. Une comparaison de ces technologies, réalisée dans [34], révèle que les pertes statiques et dynamiques de ces deux technologies sont similaires. La différence se trouve dans le rapport entre les pertes et la surface des puces : les puces Trench permettent d'avoir une densité de courant de 130 A/cm² [35] alors que la densité de courant des puces SPT⁺ est de 115 A/cm² [36].

III.3. MOSFET en Carbure de Silicium

Le transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) est un composant à semi-conducteur de puissance commandé selon la polarisation appliquée entre grille et source. Cette commande lui permet de commuter de l'état bloqué à l'état passant. Il est, en plus, de type normalement bloqué 'normally-off' ce qui rend son utilisation facile.

Plusieurs structures de MOSFET existent, les MOSFET silicium de type latéral sont les premières à être développées, par contre elles furent rapidement remplacées par des structures verticales, dans le but d'améliorer les performances du composant tels que la tenue en tension, le calibre en courant, la chute de tension à l'état passant ou les performances dynamiques.

Si les MOSFET silicium sont limités à quelques centaines de volts (900 V pour les MOSFET à super jonction), le gap plus élevé du SiC permet la réalisation de composants plus haute tension (aujourd'hui 1200 et 1700 V de façon commerciale) avec des résistances à l'état passant faibles. Bien que les MOSFET SiC nécessitent une tension de commande entre grille et de source différente de celle des MOSFET silicium (entre +20 V et -5 V), l'étage de commande rapprochée reste relativement simple à réaliser et peu énergivore. La difficulté principale réside dans les variations très rapides de la tension drain-source lors des phases de commutation (jusqu'à plusieurs dizaines de kV/ μ s) ce qui nécessite des circuits de commande rapprochée isolées avec de très faible capacités de mode commun.

L'autre inconvénient des MOSFET SiC réside dans la relative fragilité de l'oxyde de grille (injection de porteurs chauds, courants tunnel de type Fowler Nordheim) qui peuvent dégrader sa fiabilité. Des composants discrets et des modules sont aujourd'hui disponibles sur une large gamme de tension (900 à 1700 V) et de courant (de l'ordre de 10 à 400 A environ) [37].

Il existe différentes variantes de ces structures verticales, parmi elles nous citons la structure DMOS et la structure UMOS [38] utilisée notamment pour les dernières générations de MOSFET du fabricant Rohm présentées sur la Figure 1.13.

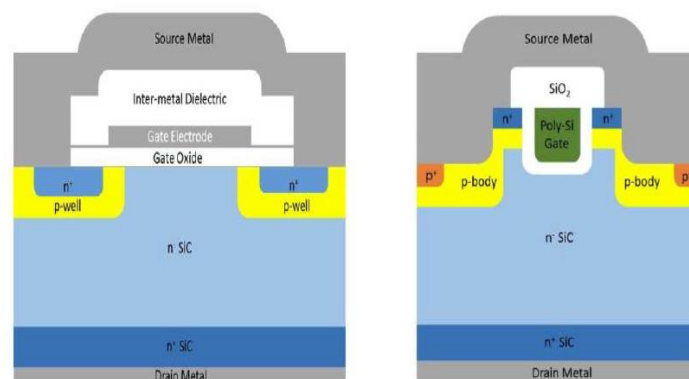


Figure 1.13 : structure de MOSFET (a) DMOS (b) UMOS [38]

III.4. Diode Silicium PiN

Les composants à semi-conducteurs rapides nécessitent des diodes de roue libre adaptées, car, en dehors de leurs propres pertes par commutation, elles influent de manière significative sur les pertes à la mise en conduction des transistors qui leur sont associés à travers leur courant de recouvrement inverse.

Il existe deux type de diodes de puissances : les diodes Schottky en silicium (Si) et les diodes en silicium (Si) PiN. Une structure schématique de cette dernière est représentée sur la Figure 1.14.

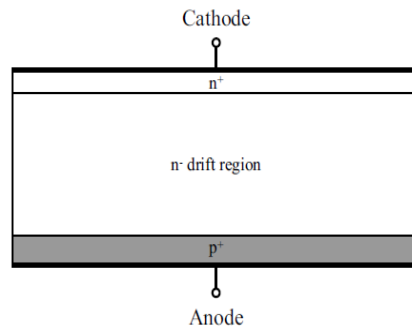


Figure 1.14: structure de la diode Si PIN [31]

La couche n^+ de la cathode permet d'optimiser l'épaisseur et le dopage de la région n^- de drift assurant la tenue en tension, et donc de minimiser la chute de tension à l'état passant.

Diverses études ont été mises en œuvre afin d'optimiser les comportements statiques et dynamiques des diodes de puissance PiN.

Une première possibilité est d'appliquer le concept CAL (Controlled Axial Lifetime) en implantant des ions He à proximité de la jonction pn. Cette implantation améliore le rapport entre la chute de tension à l'état passant et le courant maximal de recouvrement [39]. La durée de vie des porteurs étant fortement dépendante de la température, le courant de recouvrement de ces diodes peut augmenter significativement avec la température.

Une autre option consiste à implémenter des émetteurs d'anodes avec un faible dopage p^+ , ce qui permet de limiter la charge excédentaire stockée en régime de conduction, d'améliorer son évacuation au blocage et ainsi d'atteindre de faibles courants de recouvrement sans avoir recours à des techniques spéciales de réduction de la durée de vie. Cette approche est connue sous le nom de technologie EmCon pour Controlled Emitter [40], [45].

Dans les diodes EmCon4 de dernière génération, une couche profonde Field Stop (FS) est intégrée afin d'améliorer le comportement au blocage et limiter le courant de « snap-off », en particulier à des faibles niveaux de courant.

La diode EmCon utilise un émetteur P homogène (anode). L'efficacité de cet émetteur P est réduite pour obtenir la distribution souhaitée et optimisée de la charge en excès dans la base zone de drift [41].

Pour réduire l'efficacité d'injection de l'émetteur P, la profondeur d'émetteur P et la concentration de dopage sont optimisées [42]. La réduction de l'efficacité de l'émetteur peut ainsi améliorer les caractéristiques de recouvrement inverse (réduction du courant de recouvrement inverse IRRM) tout en améliorant la chute de tension à l'état ON [43].

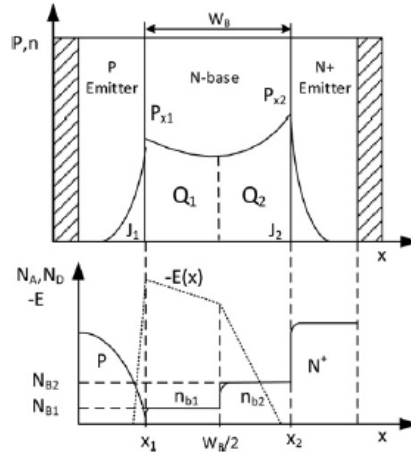


Figure 1.15: structure de la diode EmCon [44]

III.5. Diode Schottky SiC

En 2001, les diodes Schottky en carbure de silicium (SiC) [45], [46] ont été les premiers dispositifs de puissance SiC commercialisés par Infineon. La réduction quasi complète de la charge de recouvrement inverse qui existe dans les diodes de puissance Si PiN bipolaires classiques est l'un des principaux avantages de cette diode SiC Schottky.

Dans l'état de l'art, les diodes en SiC de puissance 1200 V sont mises en œuvre sous forme de JBS (Junction Barrier Schottky) diodes et de MPS (Merged PiN Schottky) diodes dans lesquelles des courtes zones de jonction pn et de barrières Schottky sont alternées. La diode bipolaire ainsi intégrée à la diode Schottky permet d'améliorer la robustesse à fort courant de la diode Schottky.

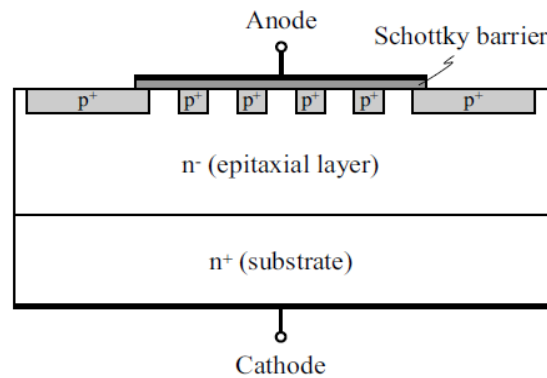


Figure 1.16 : Structure d'une diode SiC MPS [31]

La Figure 1.16 représente la structure d'une diode SiC MPS. Les avantages des structures de diodes SiC intégrées JBS ou MPS peuvent être résumés comme suit :

- A des niveaux de courant inférieurs au courant nominal, la diode MPS se comporte comme une diode SiC JBS classique.
- Au-dessus d'un certain niveau de courant, les régions p⁺ de la structure MPS commencent à injecter des charges excédentaires et limitent ainsi la chute de tension en direct en cas de surcharge. La diode MPS présente alors dans ce cas la caractéristique d'une diode SiC PiN. Ainsi, en intégrant une structure MPS, la chute de tension directe à des courants élevés peut être abaissée et la capacité en surintensité de la diode peut être améliorée [47].

III.6. Facteur de mérite

Certains auteurs ont proposé différents facteurs de mérite afin de comparer les qualités de différents matériaux utilisés pour la conception des CSCP. Quatre facteurs de mérite sont présentés dans ce qui suit :

Facteur de mérite de Johnson JFM [48] :

Ce facteur mesure les performances du matériau à fonctionner à hautes fréquences et à forte puissance :

$$JFM = \left(\frac{E_C v_{sat}}{2 \cdot \pi} \right)^2 \quad (1)$$

Avec

E_C : le champ critique du matériau

v_{sat} : la vitesse de saturation des porteurs

Facteur de mérite de Keves KFM [49] :

Ce facteur mesure les performances du matériau d'un point de vue thermique (évacuation de la chaleur) et fréquentiel (vitesse de commutation) :

$$KFM = \lambda \sqrt{\frac{c \cdot v_{sat}}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_r}} \quad (2)$$

Avec :

c : la vitesse de la lumière

λ : la conductivité thermique du matériau

ϵ_r : la constante diélectrique relative

v_{sat} : la vitesse de saturation des porteurs

Facteur de mérite de Baliga BFM [50] :

Ce facteur mesure les performances du matériau à tenir une tension en inverse et à avoir une faible résistance à l'état passant. Il est utile pour des applications basses fréquences et/ ou des applications hautes tensions :

$$BFM = \epsilon_r \cdot \mu \cdot E_C^3 \quad (3)$$

Avec :

E_C : le champ critique du matériau

μ : la mobilité des porteurs

ϵ_r : la constante diélectrique relative

Facteur de mérite de Baliga pour les applications haute fréquence BHFM [51] :

Ce facteur mesure les performances du matériau pour des applications à haute fréquence et nous informe sur les pertes en commutation :

$$BHFM = \mu \cdot E_C^3 \quad (4)$$

Avec :

E_c : le champ critique du matériau

μ : la mobilité des porteurs

Ces facteurs ne tiennent pas compte de l'état de la technologie, mais seulement des propriétés des matériaux.

Le Tableau 1.5 présente différents matériaux en les comparant en fonction des quatre facteurs de mérites décrits ci-dessus et en normalisant les résultats par rapport au silicium.

Tableau 1.5 : Comparaison des matériaux en fonction des facteurs de mérite [52] [53] [54]

Matériau	Facteur de mérite			
	BFM	BHFM	KFM	JFM
Si	1	1	1	1
4H-SiC	130	16.9	4.61	180
GaN	650	77.8	1.6	760
C	4110	470	32.1	2540

Nous constatons que le diamant est de loin le meilleur matériau par rapport à ces différents critères : bande interdite, rigidité diélectrique et conductivité thermique les plus grandes et une mobilité des porteurs élevée. Le GaN et le SiC présentent également de très bonnes performances vis à vis de ces facteurs de mérite. La faible conductivité thermique du GaN le pénalise par rapport au SiC, ce qui se voit clairement sur le facteur de mérite KFM, et l'intérêt du GaN à haute fréquence apparaît clairement à travers le facteur de mérite JFM.

III.7. Comparaison d'un module de puissance IGBT silicium et d'un module MOSFET SiC

La majorité de la littérature traitant de la conception et du prototypage de structures et de systèmes de conversion ne prend en compte les modèles de coûts dans l'optimisation. Cependant, de nombreuses raisons pratiques rendent inévitable l'examen des coûts. La raison la plus convaincante semble que le coût est de loin l'objectif de performance le plus important et donc le principal moteur d'innovation et d'optimisation dans la plupart des applications d'électronique de puissance notamment dans le secteur automobile. Les exemples suivants démontrent que la réduction simultanée des pertes, du volume et du poids est techniquement souvent possible, mais, habituellement, s'effectue à des coûts plus élevés [55].

Considérons ainsi l'exemple de conception spécifique illustré à la Figure 1.17. Sur cette figure, un onduleur à deux niveaux basé sur la technologie IGBT silicium [56] est représenté. La figure montre le même convertisseur utilisant des MOSFET en carbure de silicium.

Les plus faibles pertes par commutation du MOSFET SiC permettent d'une part de réduire simultanément les pertes du convertisseur, le volume du système de refroidissement (voir la Figure 1.17(c)) et d'autre part le volume des éléments passifs à travers l'augmentation de la fréquence de découpage.

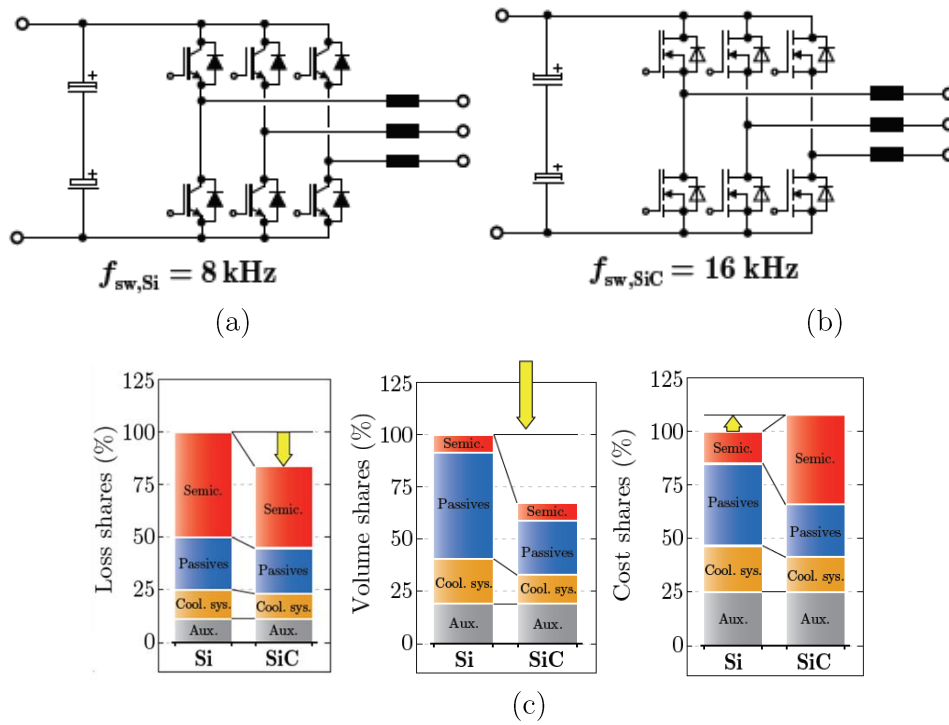


Figure 1.17: exemple de comparaison d'un onduleur 2 niveaux triphasé (a) en IGBT Si ($f_d = 8 \text{ kHz}$) (b) en MOSFET SiC ($f_d = 16 \text{ kHz}$); (c) comparaison des pertes, volume et coût [55]

La réduction des pertes et du volume peut pousser à utiliser l'onduleur avec des MOSFET en SiC pour des raisons évidentes. En dépit des avantages évidents concernant les pertes et le volume mis en évidence dans cet exemple, on peut constater que malgré un coût considérablement plus élevé des composants SiC (coût de 3 à 4 fois plus élevé que les composants silicium), la réduction du coût des composants passifs permise par l'augmentation de la fréquence de découpage et celle du refroidisseur permise par la réduction des pertes n'entraîne qu'une très légère augmentation du coût global du convertisseur. Ainsi, chaque cas de figure devra être étudié avec attention, et les contraintes ne coût ne pourront être évaluées qu'avec des modèles de coûts quantitatifs des composants.

IV. Exemple de topologies de convertisseurs rencontrés dans la chaîne de traction de véhicules électriques

De nombreuses structures d'onduleurs peuvent être utilisées pour la chaîne de traction de véhicules électriques. On peut distinguer dans la littérature les onduleurs classiques deux niveaux et les structures multi-niveaux pouvant mettre en œuvre des composants en série (donc de plus faible tenue en tension) ou en parallèle (avec cette fois un calibre en courant plus faible). Ces derniers seront décrits dans la suite de ce document.

Les principales topologies applicables à la chaîne de traction de véhicules électriques seront présentées en expliquant de façon succincte les avantages de chacune de ces topologies par rapport aux autres et les problèmes que l'on peut rencontrer.

IV.1. Onduleur de traction

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques de puissance qui permettent de convertir une source de tension continue (DC) en tension alternative (AC). Ils sont composés de semi-conducteurs de puissance dont les technologies dépendent des caractéristiques de l'ensemble convertisseur/machine. Il existe plusieurs structures d'onduleurs de niveaux différents, les plus répandus étant les onduleurs à 2 et 3 niveaux.

IV.1.1. Les onduleurs de tension 2 niveaux

Les onduleurs classiques à 2 niveaux permettent d'obtenir une tension de sortie de bras V_{ao} qui prend deux valeurs ($+E$ ou 0). Une structure d'onduleur 2 niveaux est présentée en Figure 1.18.

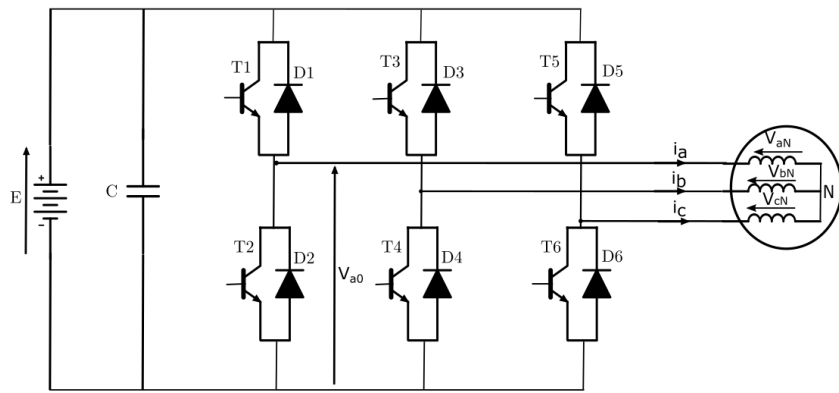


Figure 1.18: onduleur 2 niveaux triphasé

Les interrupteurs T_1 et T_2 se commandent de façon complémentaire (de commandes respectives C_1 et $\overline{C_1}$). La tension de sortie V_{ao} peut avoir deux valeurs :

- E lorsque l'interrupteur supérieur T_1 conduit.
- 0 lorsque l'interrupteur T_2 conduit.

Afin de déterminer les tensions simples aux bornes de la machine, on écrit les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an}(t) = V_{ao}(t) - V_{no}(t) \\ V_{bn}(t) = V_{bo}(t) - V_{no}(t) \\ V_{cn}(t) = V_{co}(t) - V_{no}(t) \end{cases} \quad (5)$$

En sommant chaque terme membre à membre, on obtient :

$$V_{an}(t) + V_{bn}(t) + V_{cn}(t) = V_{ao}(t) + V_{bo}(t) + V_{co}(t) - 3V_{no}(t) \quad (6)$$

Or comme on est en régime triphasé équilibré, on a donc :

$$V_{an}(t) + V_{bn}(t) + V_{cn}(t) = 0 \quad (7)$$

D'où

$$V_{no}(t) = \frac{1}{3} (V_{ao}(t) + V_{bo}(t) + V_{co}(t)) \quad (8)$$

On en déduit le système suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} \quad (9)$$

Les tensions simples peuvent donc prendre les valeurs :

$$\left\{ -\frac{2}{3}E ; -\frac{1}{3}E ; 0 ; \frac{1}{3}E ; \frac{2}{3}E \right\}$$

L'avantage de cette topologie 2 niveaux est son nombre réduit de composants ainsi que la mise œuvre simplifiée de leurs commandes. Le revers de cette structure est la présence d'harmoniques dans la tension résultante qui dégrade la qualité de l'énergie (fort taux de distorsion harmonique ou THD). Pour réduire ce THD, il faut augmenter le nombre de niveaux de la tension V_{ao} . Pour cela, on augmente le nombre de composants par bras de commutation : Ce type d'onduleurs est dit multi-niveaux.

IV.1.2. Convertisseurs 3 niveaux de type NPC

Les convertisseurs à niveaux multiples peuvent être obtenus en faisant une connexion série ou parallèle de composants à semi-conducteurs de puissance. Ces structures ont pour origine commune la volonté d'augmenter la tension des installations électriques de forte puissance pour diminuer les pertes dues au courant, et l'amélioration des formes d'ondes afin de réduire les besoins en filtrage. Il existe plusieurs topologies de convertisseurs multiniveaux :

- Neutral point clamped : NPC
- Neutral point piloted : NPP
- Convertisseur à capacité flottante
- Convertisseur multicellulaire superposé : MCS
- Active neutral point clamped : ANPC
- Onduleur multiple point clamped : MPC
- Onduleur stacked neutral point clamped : SNPC
- Active resonant commuted pole inverter : ARCPI

Le

Tableau 1.6 suivant résume une comparaison de quelques-unes de ces topologies. Le transistor T_1 représente le transistor haut du demi bras. T_2 représente le transistor du bas du demi bras et T_c le transistor de clamp.

Dans le cadre de cette thèse seul le convertisseur 3 niveaux de type NPC sera étudié et développé. Ce convertisseur a été sélectionné parmi les convertisseurs NPC, NPP, ANPC et MPC car il nécessite le nombre le plus faible de composants à semi-conducteurs de puissance et est la solution a priori la moins coûteuse.

Tableau 1.6 : Comparaison des topologies NPC, NPP, ANPC et MPC pour un bras d'onduleur

		NPC	NPP	ANPC	MP C
Nombre de niveaux		3	3	3	4
Nombre d'IGBT		4	6	6	6
Nombre de diode		6	6	6	6
T_1	Tension bloquée	1/2	1/2	1/2	1/3
	Tension commutée	1/2	1/4	1/2	1/3
T_2	Tension bloquée	1/2	1/2	1/2	2/3
	Tension commutée	1/2	1/4	1/2	1/3
T_c	Tension bloquée	-	1/2	1/2	1/3
	Tension commutée	-	1/2	1/2	1/3

Pour un choix judicieux parmi ces différentes topologies qui présentent des caractéristiques différentes en terme de tension bloquée et commutée et de niveau de tension de sortie, une étude globale des pertes et de l'encombrement pourrait être intéressante.

L'onduleur NPC a été introduit en 1981 par Akira Nabaz [57]. Il comporte quatre IGBT connectés en série avec leurs diodes en antiparallèle, deux condensateurs en série de valeur égale afin de partager la tension en 2 niveaux et deux diodes de clamp dans le but d'avoir un niveau de tension supplémentaire.

Les convertisseurs à diodes clampées représentent des avantages selon [58] et [59] comme par exemple, la forme d'onde de la tension de sortie qui présente une meilleure qualité spectrale que celle d'un onduleur 2 niveaux triphasé classique. Cela rend les filtres passifs peu volumineux, voire inexistant. Ils sont configurables de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant ainsi de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur. Cependant, cette topologie nécessite des diodes de clamp rapides qui doivent être capables de supporter entièrement le courant de charge et sont sujettes à de sévères contraintes de recouvrement inverse. Il existe aussi une inégalité des pertes en commutation et en conduction entre les interrupteurs ayant un point de connexion sur le bus, à savoir T_1 et T_3 , par rapport aux autres suivant le type de modulatrice utilisé.

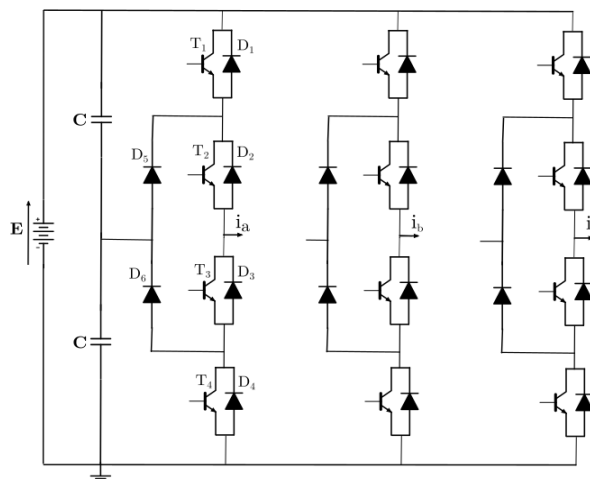


Figure 1.19 : onduleurs trois niveaux triphasés de type NPC 3 niveaux

Il existe aussi des onduleurs à 4 voire 5 niveaux. Le principe est le même : on augmente le nombre de composants par bras pour réduire le THD. Toutefois, la commande d'un onduleur 4 ou 5 niveaux est plus complexe et le nombre important de composants augmente aussi le coût de ces structures.

IV.2. Convertisseurs pour l'élévation de la tension d'alimentation de l'onduleur

IV.2.1. Convertisseur DC/DC pour chaîne de traction

Dans l'état de l'art, Il existe différentes topologies de convertisseurs DC/DC. Ils peuvent être isolés ou non, et à résonance [60], [61].

Les convertisseurs DC/DC sont souvent combinés avec d'autres types de convertisseurs de puissance comme les onduleurs (convertisseurs DC/AC) ou les redresseurs (AC/DC). Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons à l'association de convertisseur DC/DC de type boost avec un onduleur de tension. Cette association peut être intéressante dans le cas où l'on cherche à augmenter, pour des raisons d'efficacité énergétique, la tension d'alimentation de l'onduleur de traction.

La Figure 1.20 présente un exemple de la chaîne de traction électrique de la voiture Toyota Prius 2010. Ce système possède un convertisseur hacheur de type boost en fonctionnement moteur et d'un buck en fonctionnement génératrice. Ce convertisseur est associé à l'onduleur de puissance et est utilisé pour élever la tension du bus DC.

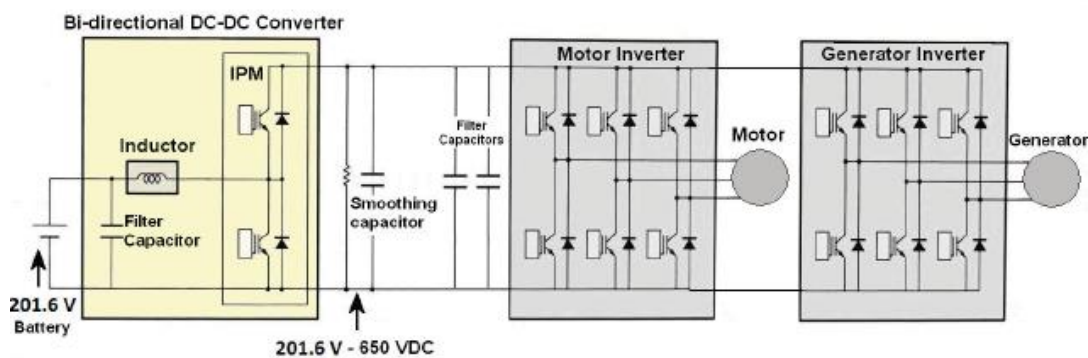


Figure 1.20 : chaîne de traction de la Toyota Prius PCU 2010 [62]

IV.2.2. Onduleur à source impédante (Z source)

Ces convertisseurs permettent de remplacer l'association du convertisseur DC/DC et un onduleur. Apparus dans les années 2000 dans les travaux du Professeur Fang Zheng Peng [63]. Ils présentent l'avantage de pouvoir élever le niveau de tension appliquée à la charge sans l'utilisation d'un convertisseur élévateur en amont de l'onduleur. Parmi ces convertisseurs, nous pouvons trouver l'onduleur Z-source. Cet onduleur permet d'élever la tension du bus DC par l'intermédiaire des composants à semi-conducteurs de puissance de l'onduleur en autorisant la fermeture des interrupteurs haut et bas à l'aide du circuit impédant LC.

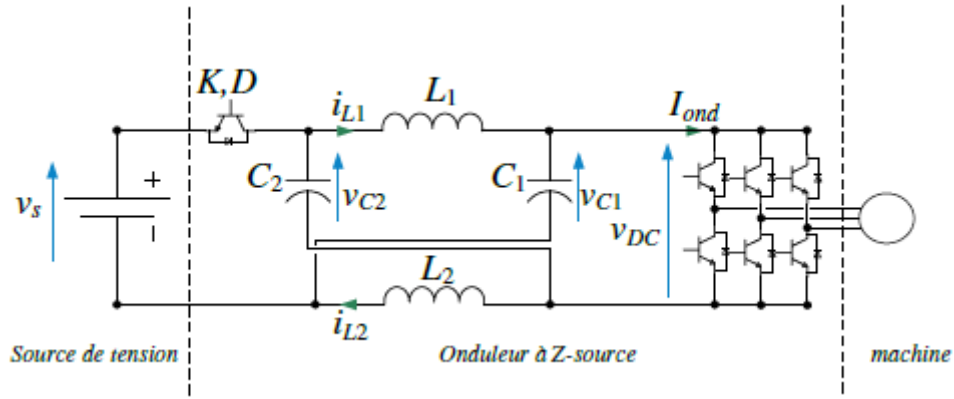


Figure 1.21: Chaîne de traction avec onduleur à Z- source [64]

Il existe aussi une variante de cet onduleur, nommée onduleur à Quasi Z-source apparue quant à elle en 2008. Un de ses avantages consiste en l'existence d'un courant continu circulant dans la source [65], [66].

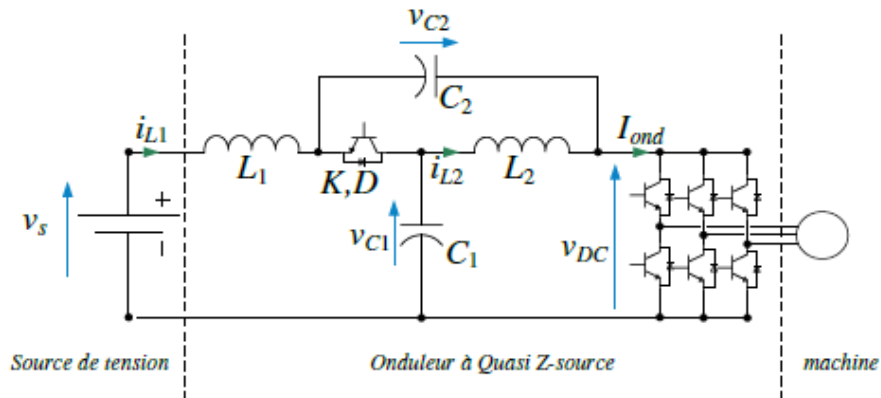


Figure 1.22 : Chaîne de traction avec onduleur à Quasi-Z- source [64]

Nous pouvons aussi citer d'autres variantes isolées ou non isolées ou multiniveau dont l'onduleur à Z-source 2 niveaux [67] ou l'onduleur à Trans-Z-source ou l'onduleur à Trans-Quasi-Z-source [68].

V. Modèle de pertes

Dans un composant bipolaire, le courant dans la zone de tenue en tension est traversé à la fois par des électrons et des trous, avec pour principal effet l'augmentation de la conductivité électrique de cette zone par l'injection de charges excédentaires dans la zone de drift assurant la tenue en tension (d'autant plus épaisse et résistive que la tension de claquage est élevée). Ce type de composant présente donc une chute de tension à l'état passant bien meilleure que des composants unipolaires. En contrepartie, lors du blocage du composant, l'évacuation des charges stockées dans la zone de tenue en tension augmente les pertes en commutation.

Différents types de modèles de composants à semi-conducteurs de puissance existent dont :

- les modèles comportementaux
- les modèles analytiques physiques
- les modèles à éléments finis

Les modèles comportementaux sont souvent privilégiés dans une étude système pour leur simplicité de mise en œuvre. Ils se comportent généralement comme une boîte noire et leur fonction est de représenter par des formules mathématiques un composant ou un système sans nécessairement tenir compte des phénomènes physiques internes régissant son fonctionnement.

Cependant, les modèles analytiques physiques quant à eux, sont régis par des équations représentant les phénomènes physiques internes. Ces modèles peuvent être extrêmement complexes à établir et leur domaine de validité peut être relativement limité.

Les modèles à éléments finis permettent de simuler le comportement interne d'un CSCP en résolvant les équations fondamentales (transport, Poisson, chaleur etc...).

Plusieurs modèles de calcul de pertes dans un onduleur existent dans la littérature. Les pertes dans les CSCP étant principalement de deux natures : par conduction et par commutation, lors des changements d'état du composant.

Cette section propose des modèles détaillés pour le calcul des pertes totales (conduction et commutation) dans les composants à semi-conducteurs de puissance.

V.1. Pertes par conduction

Les pertes de conduction d'un composant à semi-conducteur de puissance dépendent de ses caractéristiques de sortie. Pour les CSCP bipolaires tels que les IGBTs ou présentant une tension de diffusion telles que les diodes Schottky, les pertes moyennes par conduction sur une période T peuvent être calculées comme suit [69]:

$$P_c^{pn}(i_c(t), T_j, V_{gate}) = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ce}(i_c(t), T_j, V_{gate}) \cdot i_c(t) dt \quad (10)$$

Dans l'Equation (10), la tension V_{ce} désigne la tension entre collecteur et émetteur qui dépend du courant i_c , de T_j la température de jonction et de la tension de commande appliquée entre grille et émetteur V_{gate} .

Dans le cas d'une diode PiN ou Schottky, le même modèle peut être utilisé. Par contre la dépendance à la tension V_{gate} ne s'applique pas et la tension V_{ce} est remplacé par la tension directe de la diode. Pour les transistors FET tels que les MOSFET ou JFET, et qui présentent un comportement purement ohmique en régime de conduction, le modèle (de l'Equation (10)) peut être utilisé de manière analogue. Cependant, en raison des propriétés ohmiques de la région linéaire de la caractéristique de sortie, l'Equation (10) est modifiée comme suit :

$$P_c^{fet}(i_d(t), T_j, V_{gate}) = \frac{1}{T} \int_0^T R_{ds,on}(i_d(t), T_j, V_{gate}) \cdot i_d^2(t) dt \quad (11)$$

Avec

$$R_{ds,on}(i_d(t), T_j, V_{gate}) = \frac{\partial V_{ds}(i_d(t), T_j, V_{gate})}{\partial i_d} \text{ en } i_d=0 \quad (12)$$

Les modèles de perte de conduction proposés tiennent compte des dépendances au courant variable dans le temps, de la température de jonction moyenne et de la tension de grille.

En fonction de l'allure du courant conduit par le CSCP, l'approche de modélisation choisie permet de considérer en détail les caractéristiques de sortie fortement non linéaires typiques pour les CSCP bipolaires (intégrant une jonction PN) et, dans une certaine mesure, pour les MOSFET au comportement purement ohmique.

$$P_c^{pn,lin}(I_{c,avg}, I_{c,rms}) = V_{fw} \cdot I_{c,avg} + R_{fw} \cdot I_{c,rms}^2 \quad (13)$$

$$P_c^{fet,lin}(I_{d,rms}) = R_{ds,on} \cdot I_{d,rms}^2 \quad (14)$$

Avec $I_{c,avg}$, le courant moyen et $I_{c,rms}$ la valeur efficace du courant.

Dans la littérature, certains auteurs considèrent les paramètres relatifs aux pertes par conduction : $R_{ds,on}$, tension de diffusion pour les bipolaires, ... Cependant ces paramètres sont fortement thermosensibles. Leur évolution avec la température doit être décrite. Il en va de même avec la tension de commande V_{gate} comme le prouve la Figure 1.23. Contrairement aux modèles de perte de conduction généralement utilisés ([70], [71]), la température de jonction T_j et la tension de commande V_{gate} ne sont pas pris en compte dans le modèle de calcul présenté dans les équations (13) (14) pour simplifier le modèle [69].

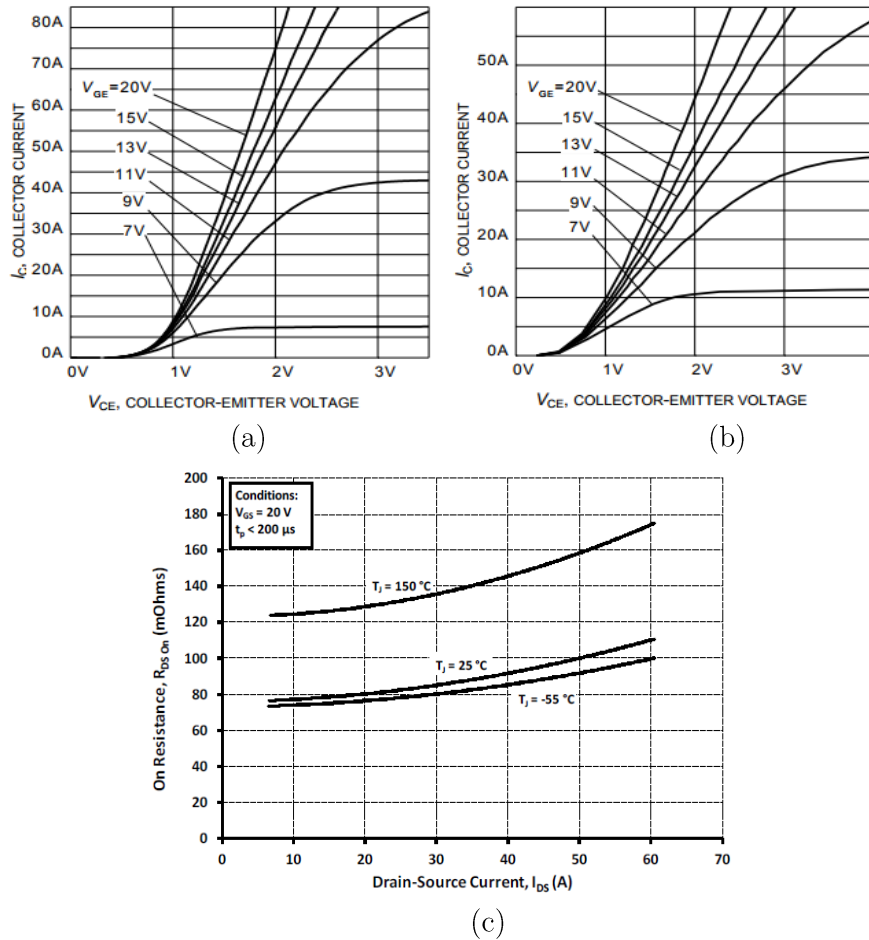


Figure 1.23: exemple de données fournies dans la datasheet, (a) caractéristique de l'IGBT 600 V IGW30N60T pour 25 °C , (b) pour 175 °C [72] , (c) caractéristique $R_{ds,on}$ (I_d) du MOSFET 1200 V SiC Wolfspeed C2M0080120D [73]

Les paramètres du modèle de pertes [69] sont extraits de la datasheet du composant ou si besoin de caractérisations électriques spécifiques. La Figure 1.18 montre un exemple des caractéristiques en conduction issues du datasheet pour un IGBT silicium et un MOSFET en SiC.

D'après l'auteur, ces paramètres peuvent être étendus, en faisant une interpolation des données fournies dans la datasheet du CSCP. Le résultat de cette interpolation est illustré sur la Figure 1.24. La méthodologie de l'interpolation n'a pas été développée par l'auteur dans son manuscrit de thèse. [69].

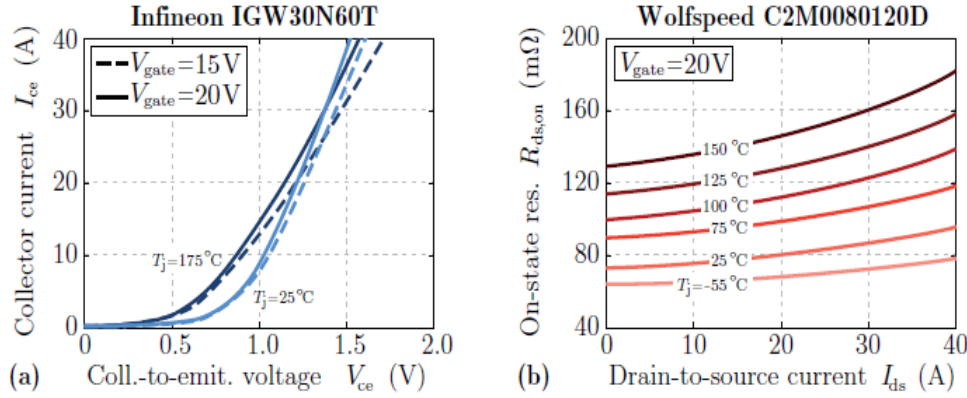


Figure 1.24: résultats de l'interpolation des caractéristiques , (a) caractéristique de l'IGBT 600V IGW30N60T (b) caractéristique $R_{ds,on}(I_d)$ du MOSFET 1200V SiC Wolfspeed C2M0080120D [69]

V.2. Pertes par commutation

Dans [69], les pertes par commutation sont calculées comme suit :

$$\begin{aligned}
 P_{sw}(I_{on}, I_{off}, V_{on}, V_{off}, T_j, V_{gate,on}, V_{gate,off}, R_{gate,on}, R_{gate,off}) \\
 = \frac{1}{T} \left[\sum_{i=1}^{N_{sw,on}} E_{on}(I_{on}, V_{on}, T_j, V_{gate,on}, R_{gate,on}) \right. \\
 \left. + \sum_{i=1}^{N_{sw,off}} E_{off}(I_{off}, V_{off}, T_j, V_{gate,off}, R_{gate,off}) \right] \quad (15)
 \end{aligned}$$

Avec $N_{sw,on}$ et $N_{sw,off}$ le nombre de commutation du transistor sur une période T .

Les énergies $E_{on/off}$ désignent les énergies dissipées par commutation au blocage et à l'amorçage. Ces énergies dépendent du courant commuté, de la tension bloquée, de la température de jonction et des paramètres de commande (tensions au blocage et en conduction et résistance de grille).

Toujours d'après [69], les paramètres de l'Equation (15) sont calculés de la façon suivante :

- Les courants commutés et les tensions bloquées sont extraits des formes d'ondes temporelles.
- La température de jonction moyenne est calculée en utilisant un modèle thermique simplifié.
- Les tensions de commande de l'IGBT ou du MOSFET V_{gate} et les résistances de grille R_{gate} sont définies par l'utilisateur et elles sont considérées constantes dans le temps et pour un point de fonctionnement donné, contrairement aux travaux effectués dans [74] où l'auteur prend en compte le comportement dynamique de la tension de commande.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons cherché à montrer la place de plus en plus importante occupée par l'électronique de puissance dans le secteur automobile. Les systèmes électriques sont rendus plus performants grâce au développement de nouveaux composants à semi-conducteurs de puissance. L'introduction de batterie haute tension permet d'investiguer de nouvelles architectures de la chaîne de traction.

L'étude des différentes architectures possibles nécessite d'avoir des modèles précis et fiables des CSCP pour déterminer les performances des systèmes notamment en terme de pertes.

La plupart des fabricants de CSCP fournissent des données pour caractériser leurs produits. Toutefois, selon les domaines d'application et les points de fonctionnement considérés, les données fournies peuvent s'avérer inadéquates ou insuffisantes, c'est ce qui va être développé dans la suite de ce manuscrit.

Chapitre 2 : Estimation des pertes

Chapitre 2. Estimation des pertes

Résumé

Ce deuxième chapitre a pour objectif de développer un modèle des pertes en conduction et en commutation qui se base dans un premier temps sur les données fournies par les fabricants des modules de puissance. Ce modèle sera complété par les données issues des mesures de caractérisation. Il sera ensuite utilisé dans le chapitre 4 pour l'estimation des pertes totales (en conduction et en commutation) dans un fonctionnement donné.

Sommaire :

I.	Introduction	65
II.	Modélisation numérique : SIMPLORER	65
II.1.	Méthode d'extraction des paramètres	65
II.2.	Utilisation du modèle pour la simulation du circuit de test en mode double pulse	74
III.	Modèle comportemental basé sur la datasheet	78
III.1.	Procédure d'estimation de pertes	78
III.2.	Modèle thermique	80
III.3.	Modèle comportemental en direct	81
III.4.	Modèle des énergies de commutation et de recouvrement	85
IV.	Synthèse	88

I. Introduction

L'optimisation du rendement de la chaîne de conversion est un des objectifs de cette thèse. La topologie du convertisseur associé joue alors un rôle prépondérant. Afin de pouvoir comparer différentes structures entre elles, en terme de rendement, il est nécessaire, pour les concepteurs en électronique de puissance, de disposer d'outils de modélisation basés sur des solveurs circuits permettant d'estimer finement les pertes dans les composants actifs et notamment les pertes par commutation.

Certains fabricants de modules de puissance fournissent des modèles circuits de type « SPICE » de leurs composants, permettant ainsi une estimation rapide des performances des composants dans une structure de conversion. Mais la validité de ces modèles sur de larges plages de fonctionnement (courant, tension, température) est souvent limitée. Pour parer à l'absence de modèles de composants, des éditeurs de logiciels proposent des modules d'extraction permettant d'établir une modélisation compatible avec leurs solveurs et ainsi estimer relativement facilement l'ensemble des pertes (commutation et conduction) en fonction de l'application et de la structure de conversion retenue. Cela permet ainsi de pouvoir estimer le rendement du convertisseur. Ces méthodes sont basées sur une lecture fine des datasheets mais n'assurent pas nécessairement la véracité du modèle qui en découle et doivent être également validées et éventuellement complétées par des caractérisations expérimentales.

II. Modélisation numérique : SIMPLORER

II.1. Méthode d'extraction des paramètres

Le logiciel Simplorer© [76] développé par Ansys© [75] permet de modéliser les composants actifs par un modèle électrique équivalent qui tient compte de nombreuses données issues de la datasheet du fabricant (caractéristiques statiques et énergies de commutation) mais aussi de caractéristiques physiques et géométriques (capacités internes non linéaires variant avec la tension imposée aux bornes du transistor (longueur du canal, dopages...)).

La figure 2.1 présente le modèle circuit de l'IGBT et de sa diode antiparallèle sans détailler les modèles physiques des transistors MOSFET et BJT utilisés ici pour la modélisation de l'IGBT.

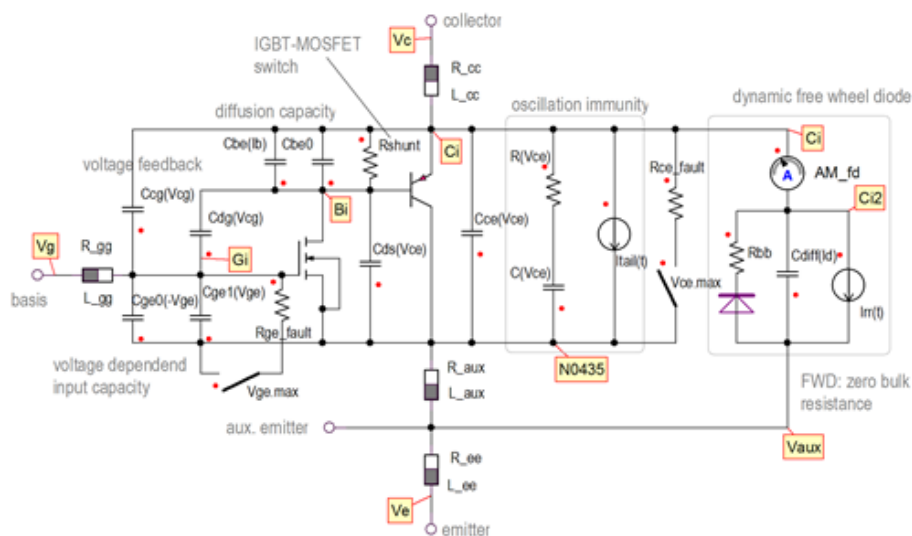


Figure 2.1 : modèle d'un IGBT et de sa diode antiparallèle sous Simplorer [76]

L'ensemble des éléments du modèle de l'IGBT et de sa diode antiparallèle sont déterminés de façon totalement transparente pour l'utilisateur, à partir de modèles non directement accessibles. Une procédure d'extraction est en effet mise en œuvre à partir de données issues du datasheet, et l'ensemble des modèles IGBT et diodes sont alors définis. Seules les résistances R_{cc} , R_{ee} , R_{aux} et R_{gg} et les inductances L_{cc} , L_{gg} , L_{ee} et L_{aux} peuvent être facilement modifiées par l'utilisateur. Ces dernières dépendent du câblage interne du convertisseur et influencent fortement les résultats de simulation comme on le constatera par la suite.

Afin d'illustrer les performances de l'outil de simulation, nous prendrons comme support le module FS100R07PE4 [79] afin de détailler la méthode d'extraction utilisée par l'outil de simulation.

Un module d'extraction des paramètres permet de renseigner le modèle sous Simplorer [81]. Il est basé sur la lecture des documentations fournies par les constructeurs de composants. Ils sont ainsi traités par l'outil d'extraction des paramètres, des grandeurs électriques thermiques et des réseaux de caractéristiques. Cette extraction se fait en 12 étapes.

Les 4 premières étapes consistent à renseigner les valeurs de la tension de claquage V_{BR} , du courant nominal I_C à 25°C, de la température maximale de jonction T_J , de la résistance de grille interne R_G , de la capacité d'entrée, des tensions V_{GE_ON} et V_{GE_OFF} appliquées sur la grille de l'IGBT en conduction et au blocage, des inductances et résistances de connections sur chacune des électrodes de grille, collecteur et émetteur.

Puis l'étape 5 renseigne les caractéristiques $I_C(V_{GE})$ pour trois valeurs de températures 25 °C, 125 °C et 150 °C (Figure 2.2) et pour une tension appliquée entre collecteur et émetteur de 20 V.

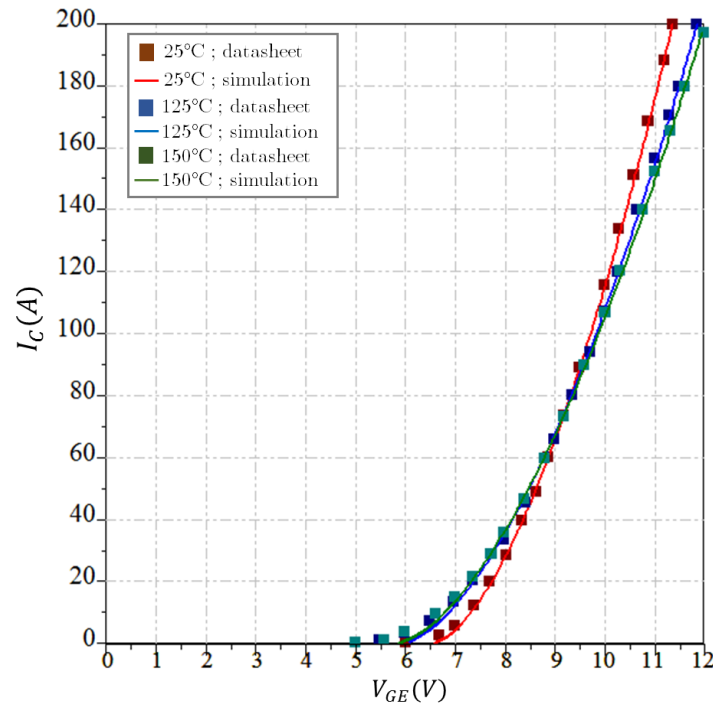


Figure 2.2 : Caractéristique $I_C = f(V_{GE})$ pour $V_{CE} = 20$ V et $T_J = 25, 125$ et 150 °C (module FS100R07PE4)

Puis, dans l'étape 6, nous renseignons la caractéristique statique $I_C(V_{CE})$ pour une température différente de 25°C et pour plusieurs tensions V_{GE} . Ici, dans l'exemple retenu, $T_j = 150\text{ °C}$ et $V_{GE} = 11\text{ V}$, 13 V et 15 V (Figure 2.3).

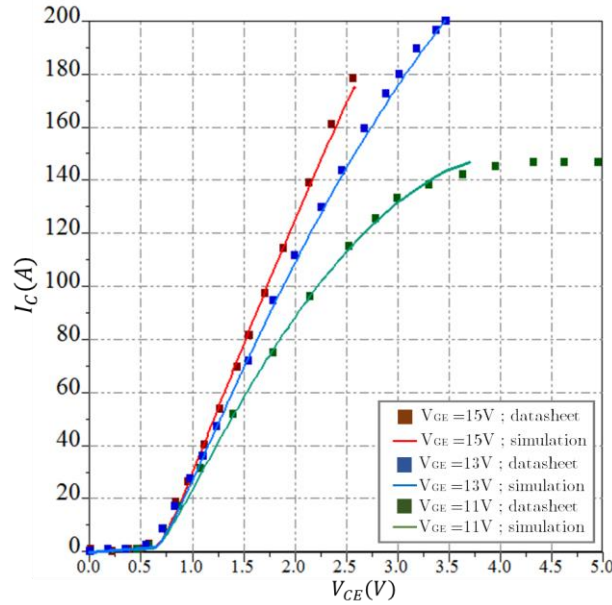


Figure 2.3 : Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$, pour $V_{GE} = 11, 13$ et 15 V et $T_j = 150\text{ °C}$ (module FS100R07PE4)

Dans l'étape 7, on renseigne la caractéristique en direct de la diode antiparallèle $I_F(V_F)$ (Figure 2.4) à différentes température de jonction, 25, 125 et 150 °C. Ces températures sont imposées par Simplorer.

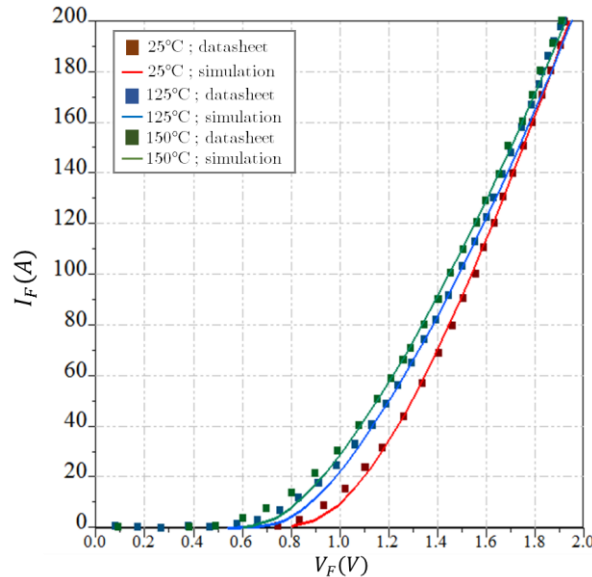


Figure 2.4 : Caractéristique $I_F = f(V_F)$, $T_j = 25, 125$ et 150 °C (module FS100R07PE4)

Enfin, les impédances thermiques de l'IGBT et de la diode sont renseignées dans les étapes 8 et 9. Le modèle thermique entre jonction et ambiant décrit à la Figure 2.5 utilise ici un réseau de Foster(la résistance est en parallèle avec la capacité et ceci correspond au modèle donné par la datasheet) pour l'estimation des températures de jonction de la diode et de l'IGBT sans toutefois considérer de couplage thermique entre les différentes puces du module.

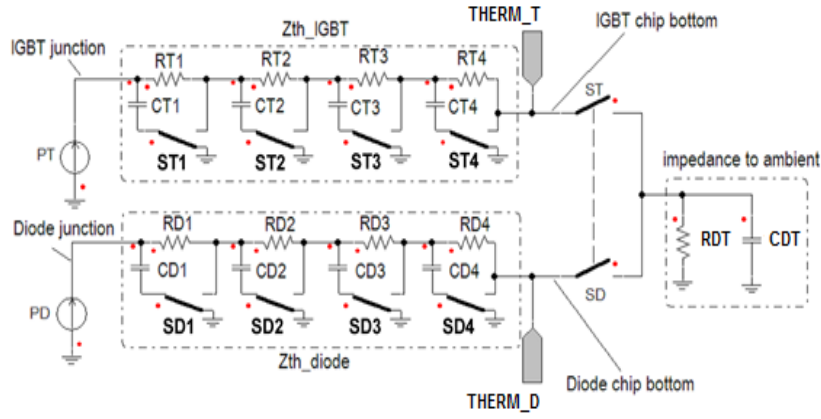


Figure 2.5 : Modèle thermique de l'IGBT et de la diode [76]

Avec $\tau_I = R_i \cdot C_i$

Tableau 2.1: Valeurs des résistances et capacités thermiques

	i	1	2	3	4
IGBT	R_i [K/W]	0.027	0.1485	0.144	0.1305
	τ_I [s]	0.01	0.02	0.05	0.1
diode	R_i [K/kW]	0.045	0.2475	0.24	0.2175
	τ_I [s]	0.01	0.02	0.05	0.1

La Figure 2.6 présente les impédances thermiques entre la jonction et le boîtier du module de puissance pour l'IGBT et la diode ayant servi à renseigner le modèle thermique présenté à la Figure 2.5.

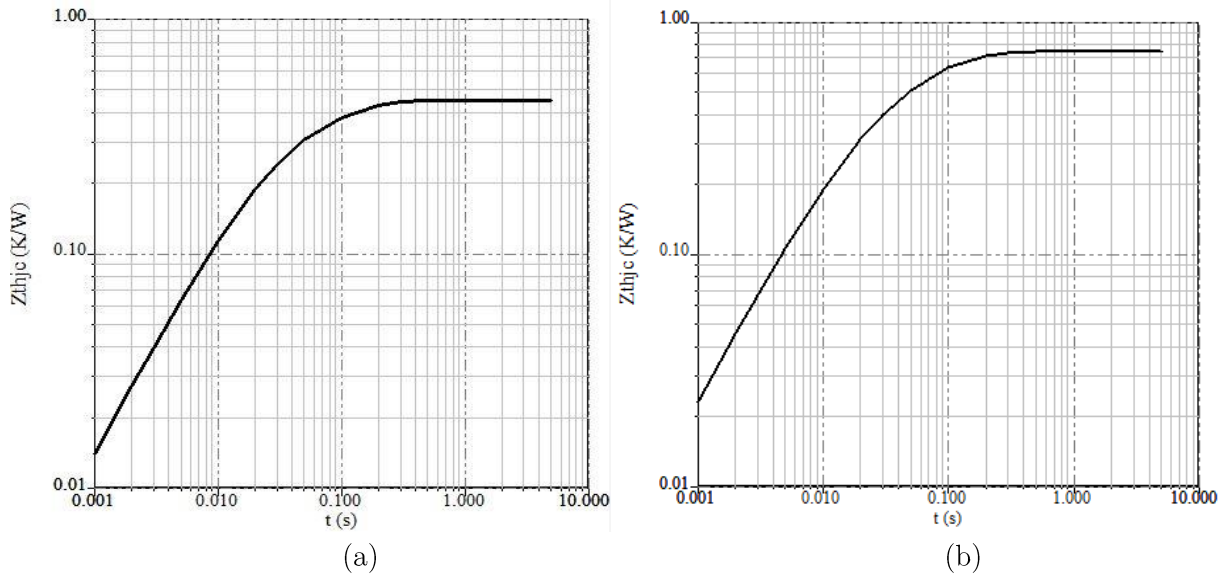


Figure 2.6 : Impédance thermique entre la jonction et le boîtier (a) IGBT (b) diode (module FS100R07PE4) [76]

L'étape 10 correspond enfin à la description des performances dynamiques de l'IGBT et de la diode [82], où les valeurs de E_{ON} , E_{OFF} , t_{ON} , t_{OFF} pour l'IGBT et Q_{rr} pour la diode sont renseignées pour les grandeurs $V_{CE} = V_{BR}/2$ et I_C égal au courant nominal à 25°C et pour deux températures différentes (Tableau 2.2).

Tableau 2.2 : valeurs renseignées dans le modèle d'extraction (module FS100R07PE4) pour la description des performances dynamique de l'IGBT et de la diode

	T_J (°C)	V_{CE} (V)	I_C (A)	E_{ON} (mJ)	E_{OFF} (mJ)	T_{ON} (ns)	T_{OF} F (ns)	Q_{RR} (µC)
Valeurs de référence à $T_J = 150^\circ\text{C}$	150	300	100	1.6	5.2	70	320	9
Valeurs à une T_J différente de T_{Jnom}	25	300	100	0.8	3.7	50	270	4.45

Les valeurs de référence (Tableau 2.2) correspondent aux valeurs données pour le courant nominal, soit 100 A, une température de jonction de 150 °C et à une tension valant la moitié de la tension de claquage soit 300 V ici.

Pour les valeurs à une température de jonction différente de la température de référence de 150 °C, elles sont données dans le tableau extrait de la datasheet (cf. Figure 2.7). Nous avons eu le choix entre 25 °C et 125 °C, mais nous avons choisi 25 °C pour avoir une excursion en température plus large.

Einschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-on delay time, inductive load	$I_C = 100\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 3,9\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	t_{don}	0,05 0,06 0,07	µs µs µs
Abschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-off delay time, inductive load	$I_C = 100\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 3,9\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	t_{doff}	0,27 0,30 0,32	µs µs µs
Einschaltverlustenergie pro Puls Turn-on energy loss per pulse	$I_C = 100\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}, L_S = 30\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, di/dt = 3350\text{ A}/\mu\text{s}$ ($T_{vj} = 150^\circ\text{C}$) $R_{Gon} = 3,9\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	E_{on}	0,80 1,30 1,60	mJ mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls Turn-off energy loss per pulse	$I_C = 100\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}, L_S = 30\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, du/dt = 3300\text{ V}/\mu\text{s}$ ($T_{vj} = 150^\circ\text{C}$) $R_{Goff} = 3,9\ \Omega$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	E_{off}	3,70 4,90 5,20	mJ mJ mJ
Sperrverzögerungsladung Recovered charge	$I_F = 100\text{ A}, -di_F/dt = 3350\text{ A}/\mu\text{s}$ ($T_{vj} = 150^\circ\text{C}$) $V_R = 300\text{ V}$ $V_{GE} = -15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	Q_r	4,45 7,80 9,00	µC µC µC

Figure 2.7 : données du tableau issue de la datasheet du module FS100R07PE4 [79]

Le modèle de la Figure 2.1 est régi par les équations du modèle statique et dynamique décrit dans la partie suivante.

II.1.1. Mise en équation des caractéristiques statiques de l'IGBT

L'IGBT est modélisé en statique par ses deux transistors MOSFET et BJT internes. Le modèle statique du MOSFET utilise le modèle de Schichman-Hodges. Il est décrit par les équations suivantes :

Tension de saturation :

$$V_{SAT} = A_{FET}(T)(V_{GS} - V_P(T))^{M_{FET}(T)} \quad (16)$$

Courant de saturation :

$$I_{SAT} = \frac{K(T)}{2}(V_{GS} - V_P(T))^{N_{FET}(T)} \quad (17)$$

Lorsque $V_{DS} < V_{SAT}$:

$$I_D = I_{SAT}(1 + KLM.V_{DS})(2 - \frac{V_{DS}}{V_{SAT}})(\frac{V_{DS}}{V_{SAT}}) \quad (18)$$

Et si $V_{DS} \geq V_{SAT}$

$$I_D = I_{SAT}(1 + KLM.V_{DS}) \quad (19)$$

Avec V_P est la tension de seuil, A_{FET} est le facteur de saturation, A_{FET} , K , KLM , M_{FET} et N_{FET} sont des coefficients. Tous ces paramètres ont une dépendance à la température T .

Le modèle statique du transistor bipolaire interne est décrit par les équations d'Ebers et Moll.

$$I_C = BN(T) . I_B \quad (20)$$

Avec BN le gain en courant et I_B , le courant de base du transistor bipolaire interne décrit comme suit en fonction de la tension V_{BE} appliquée entre base et émetteur :

$$I_B = I_{SAT_{BJT}}(T). (e^{\frac{V_{BE}}{M_{BJT}V_T}} - 1) \quad (21)$$

Avec V_{BE} , la tension base-émetteur du BJT interne, et $V_T = \frac{K_B}{q}.T$ avec K_B la constante de Boltzmann et q la charge élémentaire.

II.1.2. Mise en équation des caractéristiques statiques de la diode :

La diode est modélisée par la caractéristique $I(V)$ d'une jonction PN en série avec une résistance dépendante du courant (prise en compte de la modulation de résistivité). Le courant statique de la jonction et la résistance série sont données par les équations suivantes :

$$I_F = I_{SAT-F}(T). (e^{\frac{V_F}{M_F V_T}} - 1) \quad (22)$$

La résistance série R_{BULK} est dépendante du courant et est donnée par la relation suivante :

$$R_{BULK} = \frac{R_{B-F}(T)}{\sqrt{1 + \frac{I_F}{I_{NOM}}}} \quad (23)$$

Les paramètres M_F , I_{SAT-F} et R_{B-F} sont utilisés pour modéliser la diode. Les coefficients de température M_F , I_{SAT-F} et R_{B-F} sont utilisés pour calculer la dépendance en température de la diode.

II.1.3. Modèle dynamique de l'IGBT

A titre d'exemple, nous décrivons ici le modèle dynamique de l'IGBT qui est construit à partir du modèle statique en y ajoutant des éléments passifs tels que les capacités inter-électrodes et les inductances de connexion, mais aussi des sources de courant afin de représenter par exemple le courant de trainage et son évolution temporelle.

II.1.3.1. Modélisation des capacités inter-électrodes de l'IGBT

Toutes les capacités du modèle de l'IGBT sont modélisées par une capacité de déplétion lorsqu'elle est polarisée en inverse. Cette capacité dépend de la tension inverse appliquée. En notant V_{JCTN} la tension appliquée entre deux électrodes, lorsque cette tension est négative, la capacité de déplétion varie selon la relation suivante et ne dépend que de la tension appliquée :

$$C(V_{JCT}) = C_0 \left(DELTA + \frac{1 - DELTA}{\left(1 - \frac{V_{JCT}}{V_{DIFF}}\right)^{ALPHA}} \right) \quad (24)$$

Lorsque par contre la tension entre les deux électrodes est positive (pour des valeurs positives de V_{JCT}), ces capacités s'écrivent de la façon suivante dans le modèle :

$$C(V_{JCT}) = C_0 \left(1 + (BETA - 1) \left(1 - e^{\frac{-V_{JCT} ALPHA (1 - DELTA)}{(BETA - 1) V_{DIFF}}} \right) \right) \quad (25)$$

DELTA, ALPHA et BETA sont des constantes.

Les deux équations sont différentiables même lors de la transition d'une équation à l'autre, au passage par zéro de la tension appliquée aux bornes des électrodes considérées. L'utilisation de ces deux équations permet de rendre compte de la forte variation des capacités avec la tension appliquée.

Les capacités C_{GC} , C_{CE} , C_{DS} et C_{GE} sont ainsi modélisées par les Equation (24) et Equation (25) lorsque le potentiel V_{JCT} est respectivement positif et négatif. La capacité C_{GE} est représentée par deux capacités en parallèle qui interviennent de façon complémentaire selon le signe du potentiel V_{JCT} (cf. Figure 2.8).

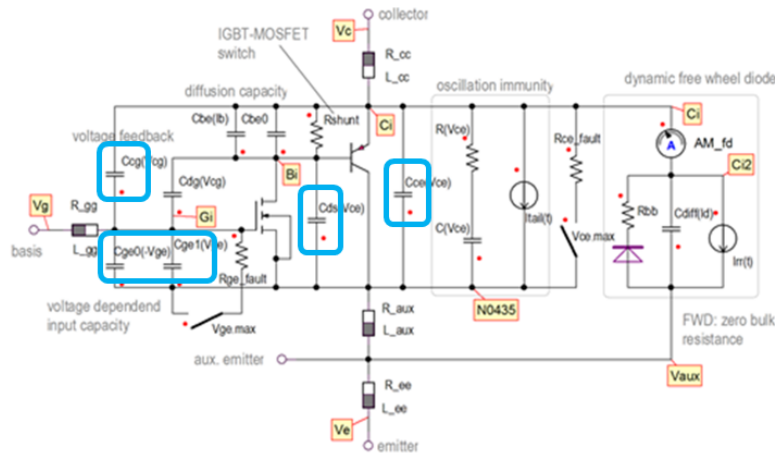


Figure 2.8: modèle Simplorer des capacités C_{GC} , C_{GE} , C_{ds} , C_{CE} [76]

II.1.3.2. Modélisation des capacités des jonctions PN

Des jonctions PN se rencontrent au niveau de la diode antiparallèle et de la jonction base émetteur du transistor bipolaire interne. En régime de conduction de ces jonctions, lorsque ces jonctions sont polarisées en direct et qu'elles conduisent un courant, elles sont modélisées par une

capacité de diffusion. Ces capacités sont représentatives des charges injectées en régime de conduction et dépendent donc du courant et de la température.

$$C_{DIFF} = TAU \cdot \frac{i(t) + I_{SAT}}{M \cdot V_T} \quad (26)$$

TAU et M sont des paramètres définis par Ansys©.

Les capacités de diffusion base-émetteur $C_{be}(I_B)$ pour le transistor bipolaire et $C_{diff}(I_d)$ pour la diode de roue libre (cf. Figure 2.9) sont toutes les deux modélisées par la même approche (Equation (26)).

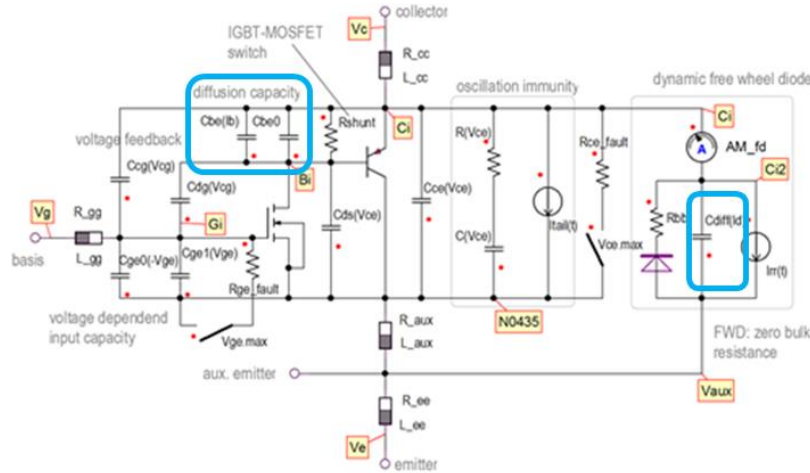


Figure 2.9: capacités de diffusion du modèle Simplorer [76]

Pour amortir les oscillations produites, lors des phase de commutation, une résistance supplémentaire d'amortissement $R(V_{ds})$ est rajoutée au circuit de la Figure 2.10. Cette résistance dépend d'un coefficient d'amortissement et des inductances parasites et des valeurs des capacités internes renseignées dans le modèle.

$$R_{DAMP} = DAMPING \cdot \sqrt{\frac{L}{C(V)}} \quad (27)$$

L'inductance L n'est pas représentée sur la Figure 2.10.

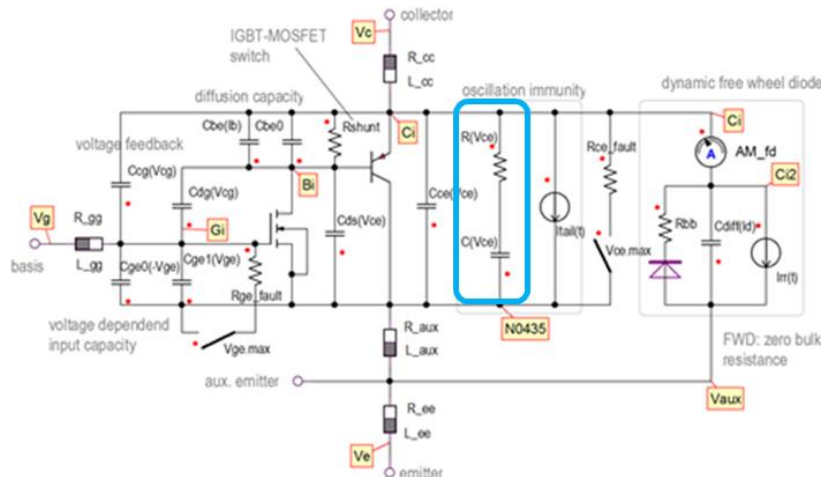


Figure 2.10 : modèle Simplorer de la résistance d'amortissement [76]

II.1.4. Modèle de la diode de roue libre

Il existe un modèle de roue libre [109] (Figure 2.11) mais qu'il n'est pas clairement défini par Ansys© [75]. La forme d'onde du courant de recouvrement est illustrée sur la Figure 2.11.

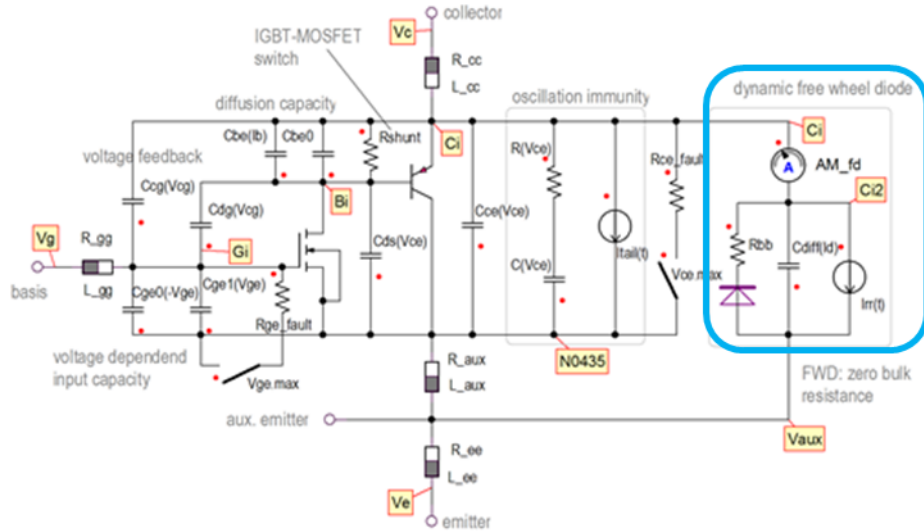


Figure 2.11 : modèle Simplorer de la diode de roue libre [76]

La charge excédentaire totale pendant le passage à l'état passant est contrôlée par le paramètre TAUFWD. La charge de recouvrement inverse, Q_{rr} , est plus faible en raison de l'extraction de charge pendant l'état passant.

La charge excédentaire totale a été stockée pendant la phase de conduction de la diode. Le courant inverse maximum, les pentes de courant, la charge restante après l'annulation du courant mais aussi la durée de recouvrement inverse dépendent des conditions de commutation (électriques et thermiques). Les paramètres R_{1_FWD} , R_{2_FWD} , R_{3_FWD} , SF_{1_FWD} et SF_{2_FWD} contrôlent la forme du courant de recouvrement inverse. Ces paramètres sont générés par le modèle.

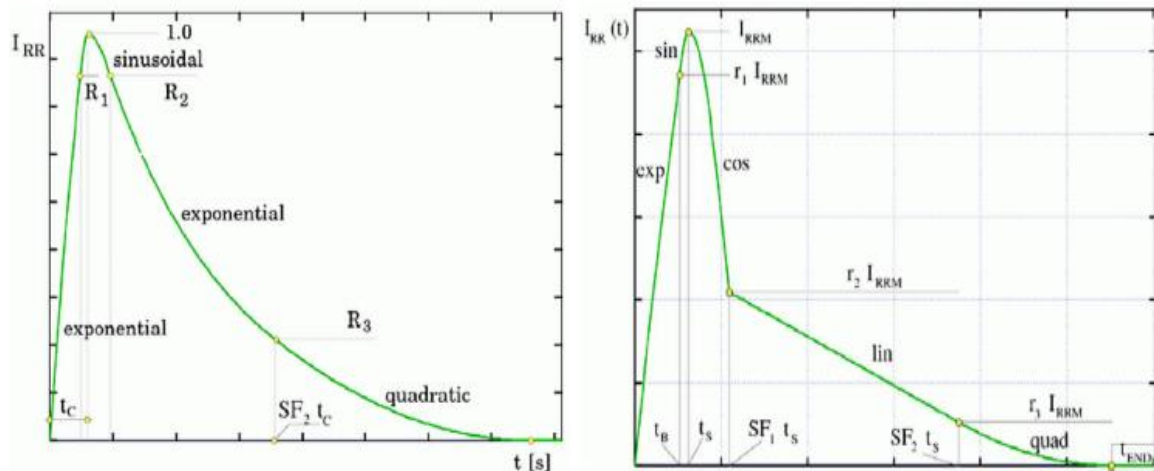


Figure 2.12: forme d'onde du courant de recouvrement inverse [76]

II.2. Utilisation du modèle pour la simulation du circuit de test en mode double pulse

Le schéma présenté en Figure 2.13 et représentatif du circuit de test développé dans le cadre de cette thèse a été simulé sous Simplorer. Le circuit de commande du transistor délivre une tension qui varie de $V_{GE} = 15$ V (conduction) à $V_{GE} = -15$ V (blocage). La résistance de grille R_G est un paramètre d'étude ajustable.

Les modèles de l'IGBT et de la diode ont été renseignés à partir des données du datasheet. L'inductance totale de la maille de commutation est discrétisée entre l'inductance parasite du condensateur de découplage L_C , l'inductance de la maille de puissance L_P et les inductances de connexion internes au module et qui sont renseignées dans le modèle Simplorer du module.

Nous estimerons les énergies de commutation à l'ouverture E_{ON} et à la fermeture du composant E_{OFF} sur la base des simulations temporelles.

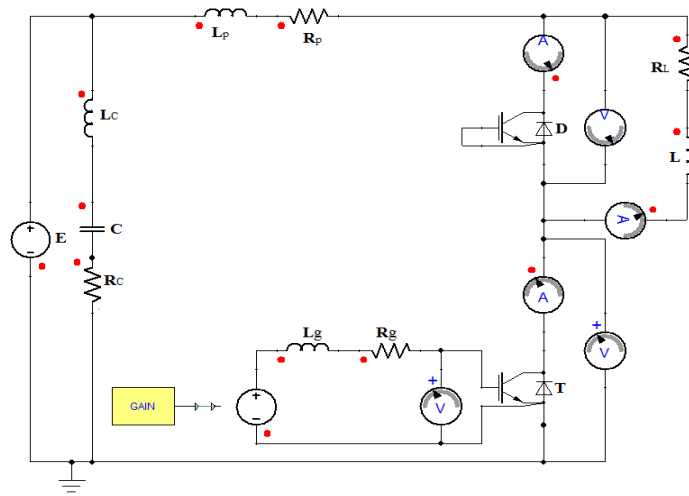


Figure 2.13 : Circuit simulé à l'aide du logiciel Simplorer

La simulation permet d'extraire les formes d'ondes de tension et de courant aux bornes du transistor et de la diode pour différents courants commutés et différentes températures de jonction. En prenant les paramètres suivants :

Tableau 2.3 : valeurs des paramètres du circuit simulé

Variables	E(V)	C(μF)	LC(nH)	RC(Ω)	LP(nH)	RP(μΩ)	LG(nH)	RG(Ω)	L(μH)	RL(Ω)
valeurs	300	250	10	5	30	10	10	4	350	1.7

Les valeurs présentées dans ce tableau seront justifiées dans le chapitre 3.

Des résultats de simulation sont présentés à la Figure 2.14. Ils font clairement ressortir la surtension au blocage et l'effet sur le courant collecteur de l'IGBT des capacités parasites de la diode. On note également que le modèle représente le courant de trainage de l'IGBT lié à l'ouverture base en l'air du BJT interne.

L'effet de l'inductance parasite est très clairement visible à la mise en conduction par la chute de tension observée aux bornes de l'IGBT. On observe également clairement le recouvrement de la diode à la mise en conduction de l'IGBT par la surintensité qu'il impose au transistor.

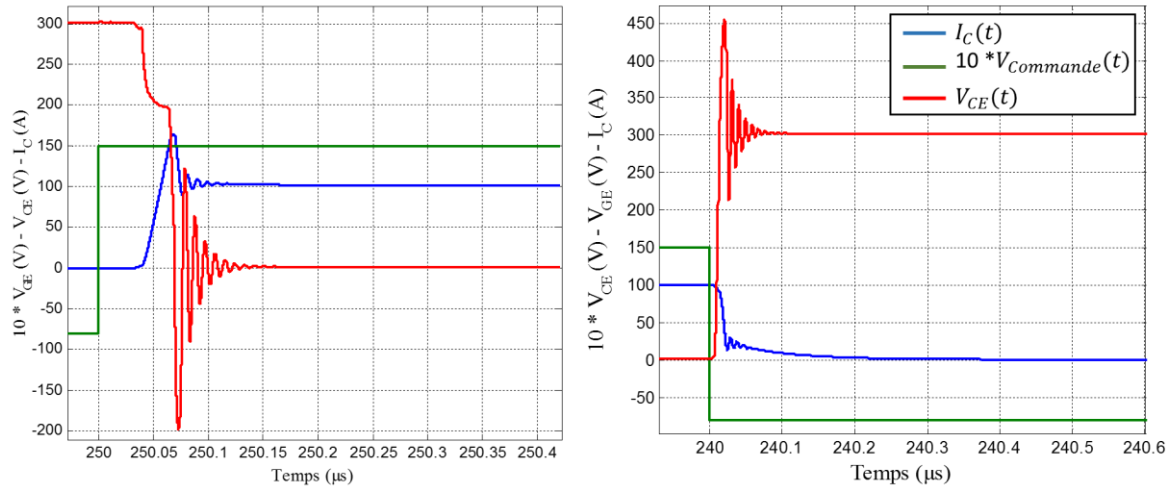


Figure 2.14 : Tensions et courant simulés à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT FS100R07PE4 ($E=300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J=150$ °C; $R_{GON} = 3.9$ Ω ; $R_{GOFF} = 3.9$ Ω)

Ces résultats de simulation montrent toutefois clairement des commutations très rapide de l'ordre de $\frac{dV_{CE}}{dt}|_{max} = 30$ kV/ μ s au blocage. On observe également une surtension au blocage beaucoup plus importante (environ 150 V de surtension) que ce que nous observerons plus tard en pratique. Enfin, on note la présence d'oscillations faiblement amorties sur les tensions et le courant et qui peuvent correspondre à une mauvaise estimation de la résistance de la maille de commutation (effet de peau notamment).

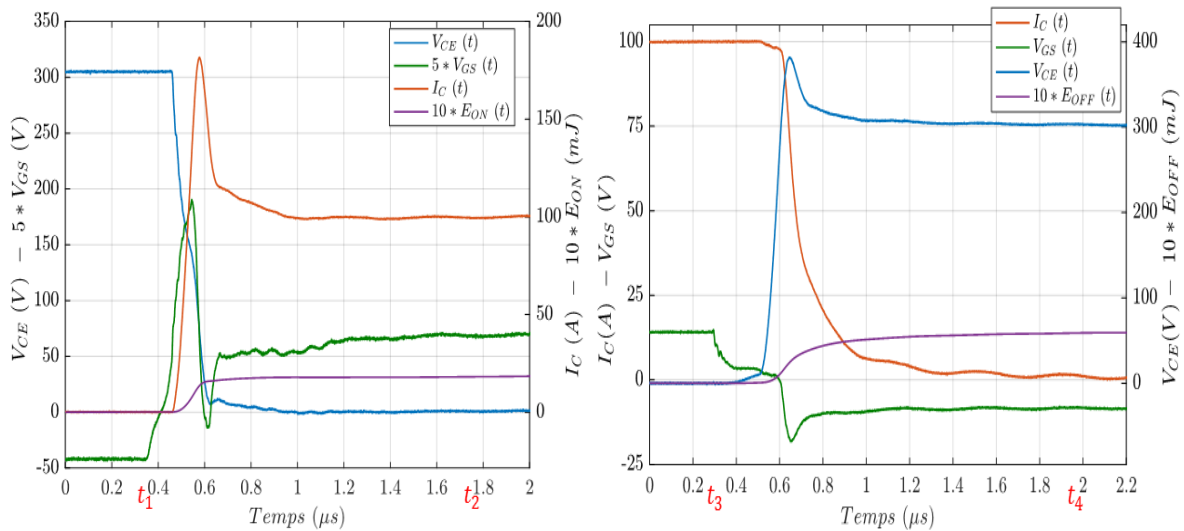


Figure 2.15 : Tensions et courant mesurés à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT FS100R07PE4 ($E=300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J=150$ °C; $R_{GON} = 3.9$ Ω ; $R_{GOFF} = 3.9$ Ω)

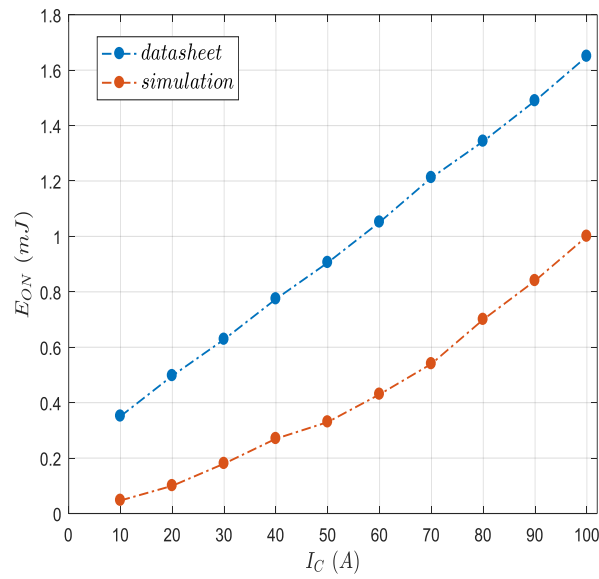
Comme nous verrons dans le chapitre 3, les relevés expérimentaux montrent que les variations de courant à la commutation dI_C/dt sont de l'ordre de 1.1 kA/ μ s. Le solveur numérique quant à lui, prédit des variations de courant beaucoup plus rapide de l'ordre de 7 kA/ μ s.

Pour obtenir des simulations avec des vitesses de commutation représentatives de celles observées expérimentalement, il nous faudrait augmenter considérablement la résistance de grille. Plusieurs centaines d'Ohm devraient être insérés, ce qui est totalement exagéré.

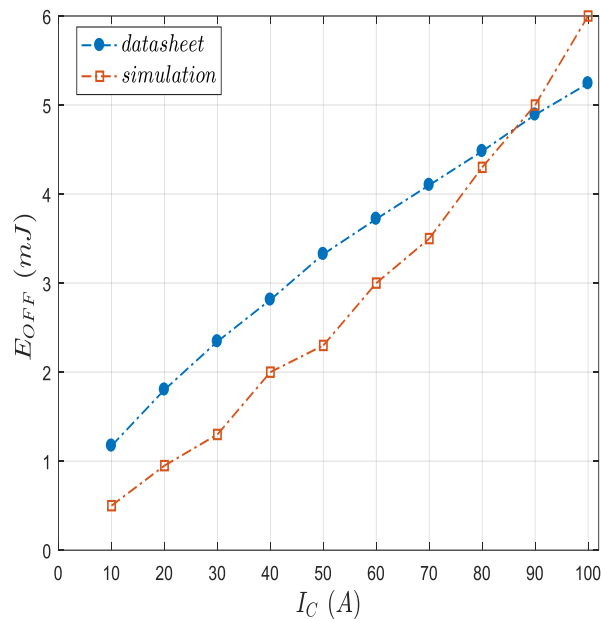
Malgré la très mauvaise représentation temporelle des formes d'ondes par l'outil de simulation et les erreurs très importantes effectuées sur l'estimation des dV_{CE}/dt et dI_C/dt nous avons malgré tout cherché à évaluer l'estimation des pertes par commutation et les comparer aux expérimentations qui seront présentées dans le détail du chapitre 3.

Ces pertes sont calculées en faisant l'intégral du produit du courant et de la tension aux bornes du transistor T.

La Figure 2.16 compare ainsi l'évolution des énergies dissipées à l'amorçage et au blocage en fonction du courant commuté (données issues du datasheet et simulation Simplorer). On observe une sous-estimation des énergies dissipées à la mise en conduction et au blocage des estimations effectuées à l'aide de l'outil de simulation comparativement aux données issues du datasheet.



(a)



(b)

Figure 2.16 : Comparaison des énergies de commutations issues de la datasheet et de la simulation
(a) E_{ON} et (b) E_{OFF} ; ($E=300$ V, $T_J=150$ °C, $R_G=3.9$ Ω ; (module FS100R07PE4))

Le Tableau 2.4 compare les erreurs obtenues entre les données issues du datasheet et les simulations sous Simplorer en ce qui concerne les énergies dissipées dans l'IGBT à l'amorçage, au blocage et totale (la seule ayant un sens physique).

Tableau 2.4 : Erreur entre les énergies de commutation (datasheet et simulation (module FS100R07PE4))

I_C (A)	E_{ON} (%)	E_{OFF} (%)	E_{TOTAL} (%)
10	86.6	57.3	64.1
20	79.9	47.3	54.3
30	71.4	44.5	50.2
40	65.1	28.9	36.7
50	63.6	30.8	37.8
60	59.1	19.4	28.1
70	55.4	14.6	24
80	47.9	4	14.1
90	43.6	-2.2	8.5
100	39.4	-14.5	1.6

Il apparaît que l'erreur par rapport à la simulation se réduit considérablement lorsque l'on se rapproche du point nominal (100 A). Parmi les 12 étapes précédemment décrites de renseignement du modèle, les énergies à 25 °C et 150 °C ne sont renseignées que pour le courant nominal et sous une tension de 300 V. C'est probablement la raison pour laquelle en ce point particulier l'erreur est minimale.

Le fabricant ne renseigne pas d'autres énergies de commutations que celles au point (300 V, 100 A considéré ici comme point de référence) et le modèle numérique n'est calibré que sur ce point particulier.

Finalement, et malgré des vitesses de commutation totalement différentes, la simulation permet, au moins au voisinage de ce point d'estimer une énergie de commutation cohérente.

Une solution serait donc d'avoir accès aux paramètres de réglage du modèle numérique et de les ajuster en fonction du point de fonctionnement considéré.

Toutefois, il semble bien que le modèle numérique, que ce soit dans sa représentation temporelle des formes d'ondes ou dans son estimation des pertes par commutation soit aujourd'hui totalement inexploitable.

C'est la raison pour laquelle un modèle comportemental des pertes par commutation est développé dans la partie suivante.

III. Modèle comportemental basé sur la datasheet

Le modèle comportemental est basé sur les données fournies par les fournisseurs de modules de puissance. En se basant sur les caractéristiques statiques et dynamiques de l'IGBT et de la diode à deux température de jonction et pour une tension de bus DC donnée, nous pouvons relativement simplement estimer les pertes totales (en conduction et en commutation). Nous allons également chercher à estimer les énergies de commutation pour n'importe quelle autre température, tension de bus DC et courant commuté.

III.1. Procédure d'estimation de pertes

Les pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance sont très dépendantes de leur température de jonction. Donc pour les estimer, il est indispensable de connaître au préalable la valeur de cette température dans un fonctionnement en régime permanent. Pour cela, nous avons établi une procédure d'estimation simultanée de la température de jonction et des pertes à partir du choix du module de puissance. Le schéma de la Figure 2.17 résume cette procédure. Le choix d'un module de puissance adapté à une application donnée s'effectue dans un premier temps à travers la tension de claquage V_{BR} . La tension d'utilisation (tension d'alimentation de l'onduleur) détermine la tension de claquage à partir d'une marge de sécurité. Typiquement pour une tension de bus de 450 V, on choisira un module 650 V, et pour une tension de bus de 900 V un module 1200 V. Le calibre en courant d'un module n'est donné qu'à titre indicatif. Le courant admissible dépendra des pertes par conduction et par commutation, mais également de la température ambiante, à travers la température maximale de jonction retenue. Ainsi, à partir de la puissance apparente du convertisseur, nous avons réalisé une « base de données » qui répertorie les modules de puissance de certains fabricants (Infineon, Cree...) répondant au cahier des charges fixé. Pour choisir le module de puissance adéquat et répertorié dans cette base de données (voir Annexe B), la condition est donc que sa température de jonction en fonctionnement soit inférieure à la température maximale spécifiée.

Pour commencer, nous choisissons un module de puissance donné avec une tension et un courant commuté maximums supérieurs à ceux imposés par le cahier des charges. A partir de ce module, on suppose une température de jonction initiale de 70 °C qui correspond à la température du système de refroidissement (plaque à eau) en régime établi de fonctionnement pour estimer les paramètres servant aux calculs préalable des pertes en conduction (r_d , V_0) et en commutation (E_{ON} , E_{OFF} , E_{REC}). Connaissant ces pertes et la résistance thermique du module, nous pouvons évaluer l'échauffement des puces puis redéfinir la nouvelle température de jonction. Ensuite, nous effectuons plusieurs itérations de cette procédure jusqu'à ce que l'écart entre la température à l'itération $n-1$ et n soit inférieur à 0,1 °C.

Une fois la condition de convergence satisfaite, nous comparons la température de jonction finale à la température maximale du module de puissance choisi. Si cette température est supérieure à la température maximale, l'algorithme choisit un autre module de puissance dans le répertoire avec un calibre en courant juste supérieur. Le choix d'un plus grand courant garantit une surface de puce plus importante et donc une résistance thermique plus faible. Avec ce nouveau choix de module, nous répétons la démarche et ainsi de suite jusqu'à ce que la température de jonction ne dépasse pas la température maximale du module de puissance.

Lorsque le module de puissance choisi respecte les critères, nous pouvons déduire les pertes dans le composant à semi-conducteur de puissance et sa température de jonction en fonctionnement établi.

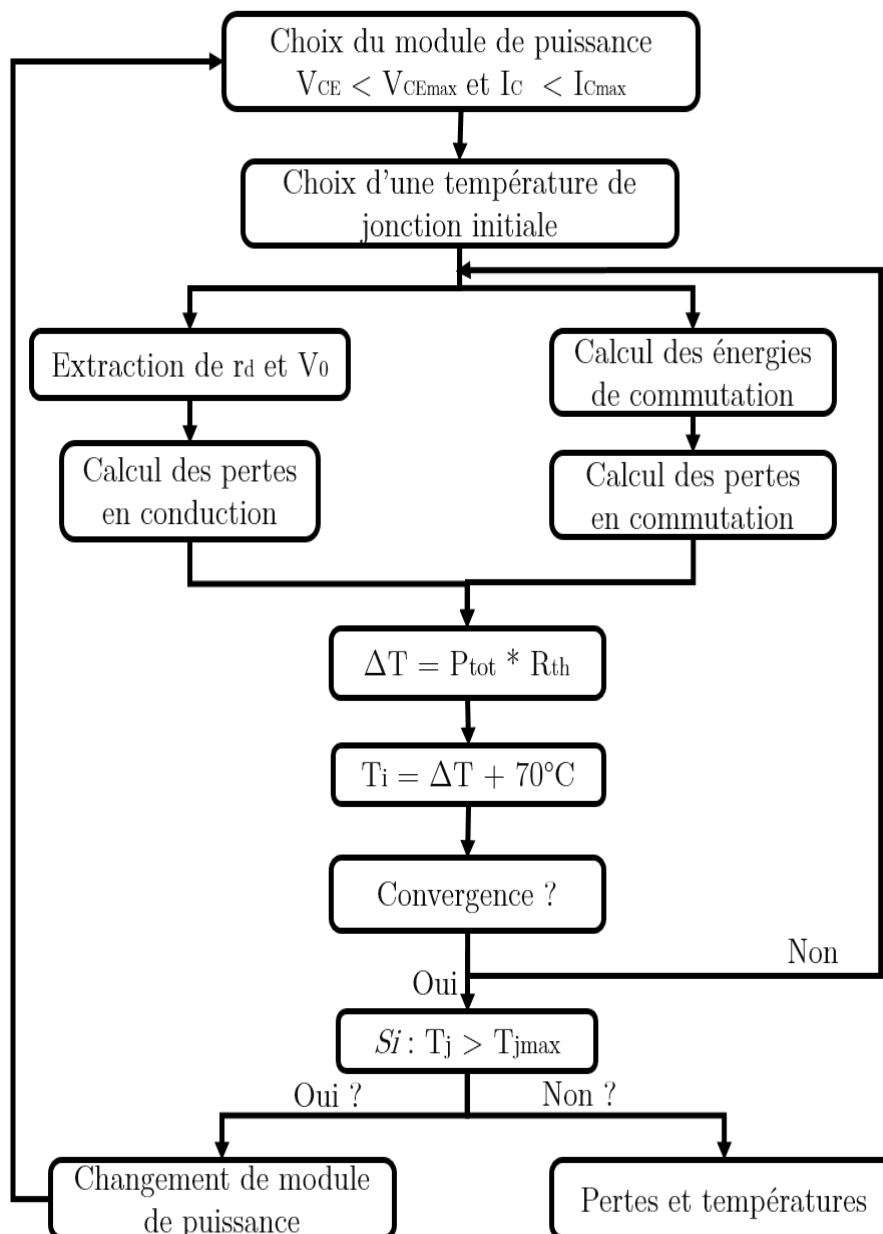


Figure 2.17 : algorithme de choix d'un module de puissance et de calcul des pertes et de l'échauffement

III.2. Modèle thermique

La température de jonction de chaque composant à semi-conducteur est calculée à partir du modèle de réseau de résistance thermique simplifié basé sur l'assemblage décrit à la Figure 2.18.

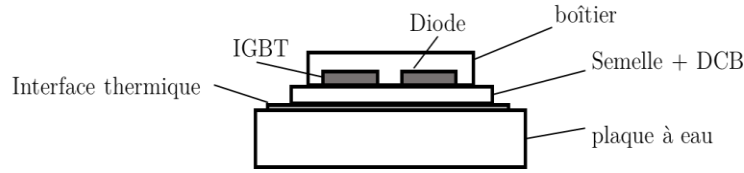


Figure 2.18 : schéma simplifié du module de puissance et de son refroidisseur

La Figure 2.19(a) montre un modèle de réseau de résistance thermique équivalent d'une cellule de commutation transistor diode. Nous faisons l'hypothèse qu'il n'y a pas de couplage thermique entre les puces et pour simplifier le calcul nous nous baserons sur le modèle thermique simplifié de la Figure 2.19(b).

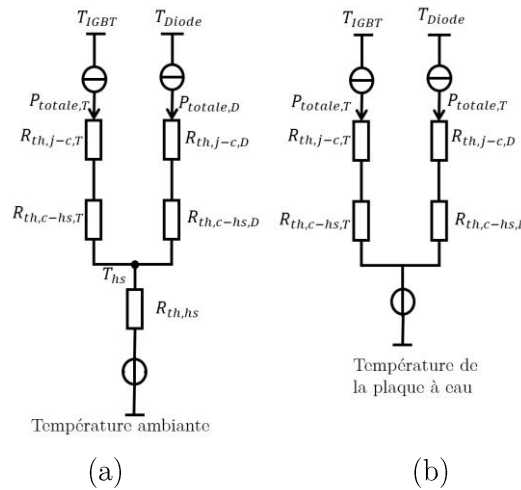


Figure 2.19 : modèle thermique équivalent (a) général avec couplage thermique (b) simplifié en négligeant tout couplage

P_{totale} sont les pertes totales dans une puce d'un composant à semiconducteur :

$$P_{totale} = P_{cond} + P_{comm} \quad (28)$$

P_{cond} sont les pertes en conduction et P_{comm} les pertes en commutation.

$R_{th,j-c}$ est la résistance thermique entre la jonction du semiconducteur et la semelle, elle est renseignée dans le datasheet. $R_{th,c-hs}$ est la résistance thermique entre la semelle et la plaque à eau et dépend principalement de l'interface thermique utilisée. $R_{th,hs}$ est la résistance thermique caractérisant la plaque à eau.

Nous avons supposé dans l'estimation des pertes et de la température de jonction une température de surface homogène et maintenue à 70 °C au niveau de la plaque à eau T_{hs} . L'élévation de la température entre la jonction et la plaque à eau vaut dans ces conditions :

$$\Delta T = T_j - T_{hs} = R_{th} \cdot P_{totale} \quad (29)$$

Avec T_j : température de jonction et $R_{th} = R_{th,j-cT/D} + R_{th,c-hsT/D}$.

III.3. Modèle comportemental en direct

Le constructeur de module de puissance donne dans la datasheet les caractéristiques directes de l'IGBT $I_C(V_{CE})$ et pour la diode $I_F(V_F)$ pour des températures de jonction de 25, 125 et 150 °C. Dans le modèle comportemental proposé ici, nous supposons une dépendance à la température pour chaque courant c'est-à-dire, nous considérons que pour chaque tension en direct, V_{CE} ou respectivement V_F que nous avons une variation du courant I_C ou I_F avec la température de jonction T_j . Ce modèle est valable pour une plage de température de 25 à 150 °C et pour un courant allant jusqu'à deux fois le courant nominale en dehors de ces plages, le modèle doit être ajusté.

Les coefficients associés à chaque température sont calculés comme suit :

$$m_{25}(T_j) = \frac{(T_j - 125) * (T_j - 150)}{(25 - 125) * (25 - 150)} \quad (30)$$

Et

$$m_{125}(T_j) = \frac{(T_j - 25) * (T_j - 150)}{(125 - 25) * (125 - 150)} \quad (31)$$

Et

$$m_{150}(T_j) = \frac{(T_j - 125) * (T_j - 25)}{(150 - 25) * (150 - 125)} \quad (32)$$

D'où la caractéristique $V_{CE}(I_C)$ pour une température de jonction :

$$I_{C,Tj} = i_{25} * m_{25}(T_j) + i_{125} * m_{125}(T_j) + i_{150} * m_{150}(T_j) \quad (33)$$

De la même façon les caractéristiques statiques du MOSFET, de la diode et de la diode Schottky sont modélisées.

III.3.1. IGBT

A partir des données issues des datasheets du module de puissance et en prenant en compte la variation de la température de jonction, le modèle permet de tracer des caractéristiques idéalisées pour des températures de jonction différentes de celles renseignées dans la datasheet. On considère ici le module de puissance d'Infineon FS100R07PE4 (650 V, 100 A). Nous traçons dans un premier temps la caractéristique statique $V_{CE}(I_C)$ pour une température de jonction allant de 25 à 150 °C (25, 125 et 150 °C sont des données issues de la datasheet).

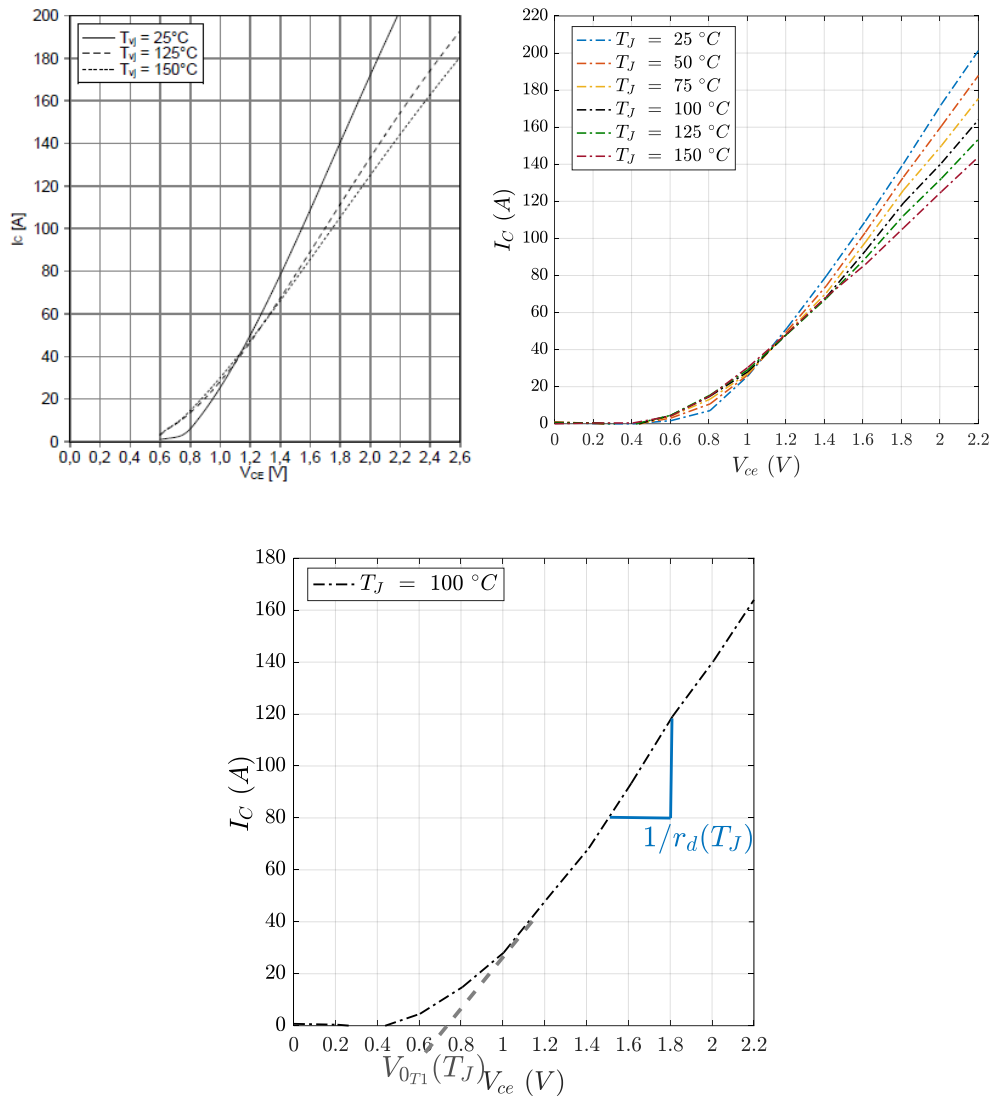


Figure 2.20 : datasheet et résultat du modèle comportemental de l'IGBT ($T_J = [25, 150]^\circ\text{C}$, $V_{GE} = 20\text{ V}$), module FS100R07PE4 et interpolation à $T_J = 100^\circ\text{C}$

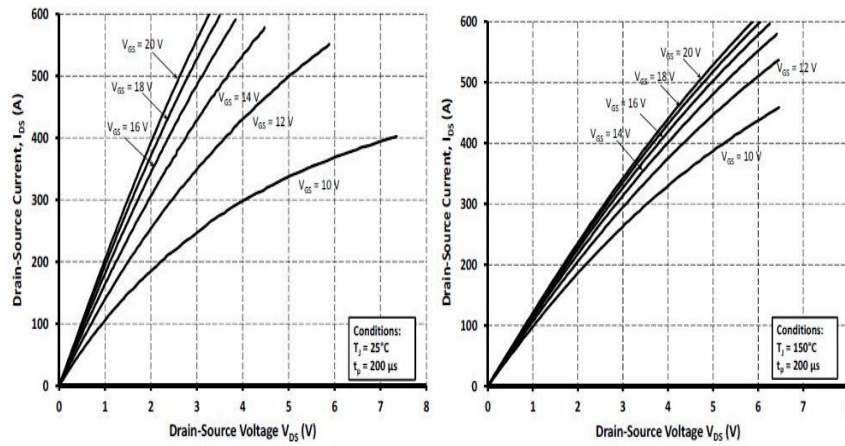
A partir de la Figure 2.20 la tension V_0 et la résistance r_d sont estimées en fonction de la température de jonction voulue. Les pertes en conduction sont alors calculées comme suit :

$$P_{cond_T1} = V_{0_T1}(T_J) \cdot \langle i_{T1} \rangle + r_d(T_J) \cdot I_{T1_eff}^2 \quad (34)$$

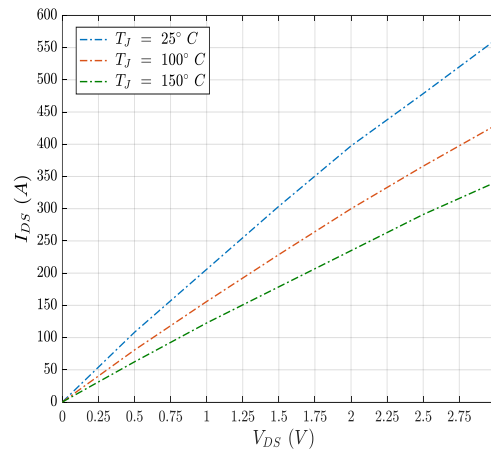
III.3.2. MOSFET

De même que pour l'IGBT, le modèle du MOSFET basé sur la datasheet permet d'établir la caractéristique I_D (V_{DS}) pour une température de jonction autre que celles fournies par le fournisseur. La résistance à l'état passant r_d (qui dépend de la température) est alors extraite de ces caractéristiques pour toute température souhaitée.

La Figure 2.21 donne à titre d'exemple, les caractéristiques en direct du module de puissance (1200V, 300A) CAS120M12BM2 de Cree à 25 et 125°C. A partir de ce réseau de caractéristiques à seulement deux températures différentes, nous évaluons ces caractéristiques sur une plage de température plus importante (typiquement de 25°C à 150°C) pour une tension V_{GS} de 20V.



(a)

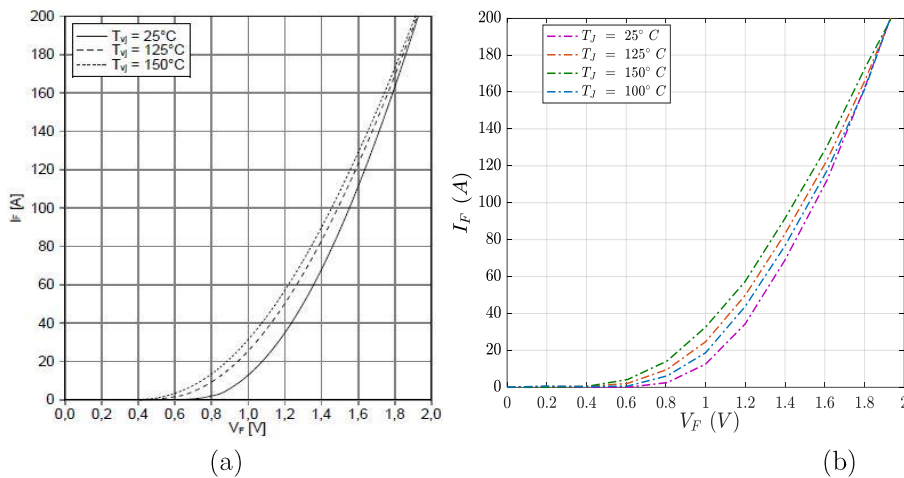


(b)

 Figure 2.21 : I_{DS} (V_{DS}) issu de la datasheet (a) et du modèle (b) pour $V_{GS} = 20$ V ; $T_J = 25, 100$ et 150 °C°; module CAS120M12BM2 [80]

III.3.3. Diode en silicium

De façon identique à ce qui a été effectué pour l'IGBT, les caractéristiques statiques de la diode (650 V, 100 A) du module FS100R07PE4 sont extraites et interpolées pour n'importe quelle température en fonction du courant. La Figure 2.22 b donne à titre d'exemple les résultats obtenus pour une température de 25, 100, 125 et 150 °C.



(a)

(b)

 Figure 2.22 : Caractéristique directe de la diode, (a) datasheet et (b) modèle comportemental ; ($E=300$ V, $T_J=25, 100, 125$ et 150 °C, $R_G=3.9$ Ω (module FS100R07PE4 [79]))

Les pertes en conduction dépendent du courant efficace et moyen traversant la diode, de la résistance r_d et de la tension V_{0_D1} . Ces derniers paramètres dépendants de la température de jonction de la diode sont extraits de la caractéristique en direct de la diode qui est décrite à la Figure 2.22 (b).

$$P_{cond_D1} = V_{0_D1}(T_j) \cdot \langle i_{D1} \rangle + r_d(T_j) \cdot I_{D1_eff}^2 \quad (35)$$

III.3.4. Diode Schottky en SiC

De même que pour la diode en silicium, la caractéristique statique de la diode Schottky intégrée dans le module de puissance du fournisseur Cree dont la référence est CAS120M12BM2, est donnée pour une température de 25, 100 et 150 °C

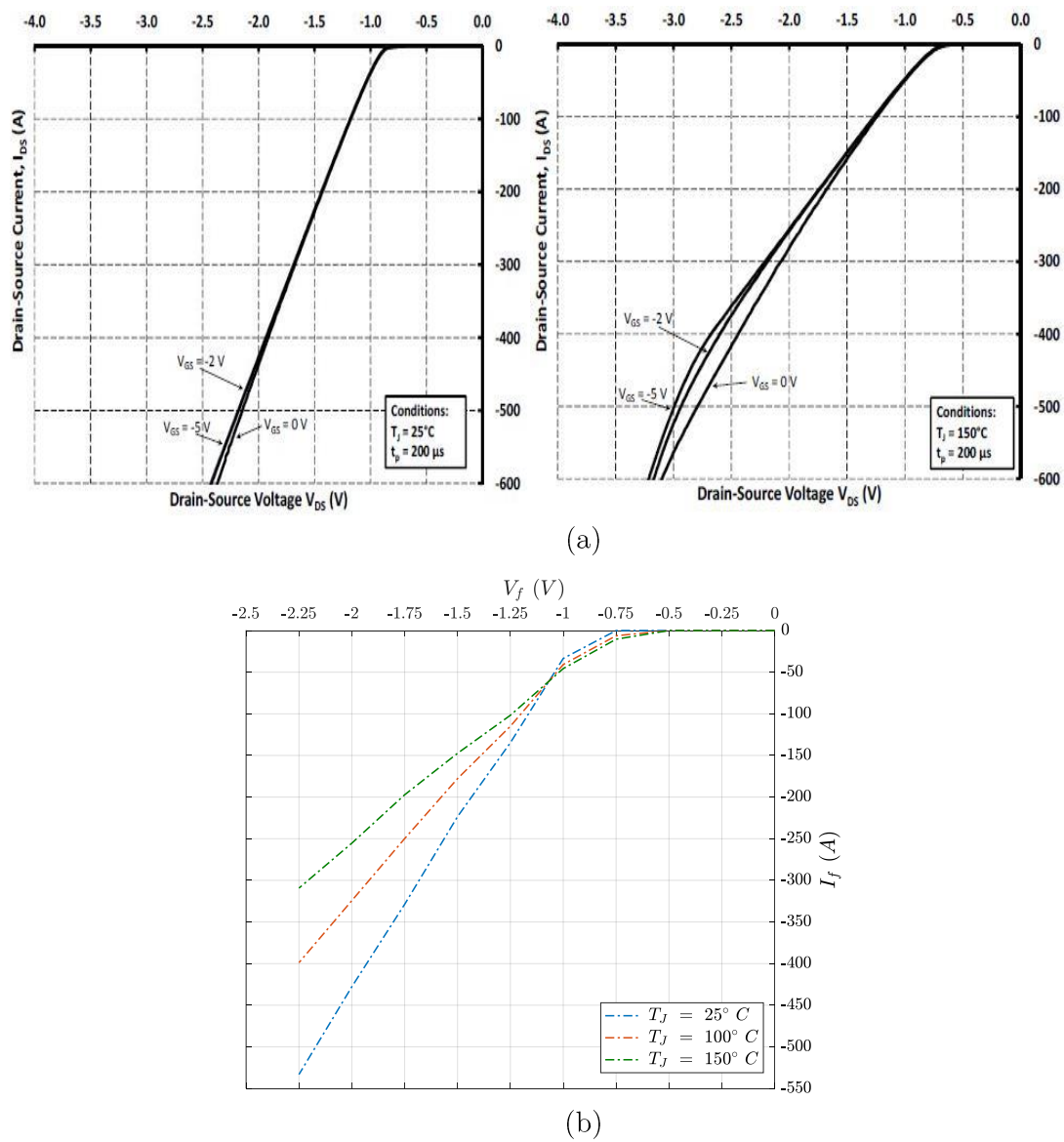


Figure 2.23 : caractéristique directe de la diode (a) datasheet, (b) modèle ($T_j = 25, 100$ et 150°C , (module CAS120M12BM2 [80]))

Là encore, la résistance dynamique et la tension V_0 qui dépendent toutes deux de la température sont calculées à partir de cette caractéristique. Ainsi les pertes en conduction peuvent être déterminées pour un fonctionnement donné quel que soit la température de jonction de la puce.

$$P_{cond_D1} = V_{oD1}(T_j) \cdot \langle i_{D1} \rangle + r_d(T_j) \cdot I_{D1_eff}^2 \quad (36)$$

III.4. Modèle des énergies de commutation et de recouvrement

Le constructeur de module de puissance donne dans la datasheet les énergies de commutation de l'IGBT E_{ON} et E_{OFF} en fonction du courant I_C et de recouvrement pour la diode E_{rec} en fonction du courant direct I_F pour des courants variant entre environ 10 et 200 A (2 fois le courant nominal de 100 A), pour des températures de jonction de 125 et 150 °C. Au courant nominal de 100 A, et aux températures de 125 et 150 °C, le fabricant donne également la variation de ces énergies en fonction de la résistance de grille. Pour la diode notamment, cela traduit l'évolution de l'énergie dissipée au blocage avec le dI_C/dt au blocage imposé par la mise en conduction de l'IGBT.

Dans ce modèle comportemental, nous supposons une interpolation lagrangienne de l'énergie en fonction du courant et de la température de jonction.

Les coefficients associés à chaque température sont calculés comme suit :

$$m_{125}(T_j) = \frac{(T_j - 25) * (T_j - 150)}{(125 - 25) * (125 - 150)} \quad (37)$$

Et

$$m_{150}(T_j) = \frac{(T_j - 125) * (T_j - 25)}{(150 - 25) * (150 - 125)} \quad (38)$$

D'où la caractéristique $E_{Tj}(I_C, T_j)$ pour une température de jonction :

$$E_{Tj}(I_C, T_j) = E_{125}(I_C) * m_{125}(T_j) + E_{150}(I_C) * m_{150}(T_j) \quad (39)$$

Une fois que nous avons les points de E_{Tj} , nous appliquons l'équation polyfit de matlab [78] pour approximer les énergies par un polynôme d'ordre 3. Ainsi, les coefficients du polynôme sont déduits. De la même façon l'énergie de recouvrement de la diode est modélisée. La méthodologie va être décrite dans le détail pour chacun des composants caractérisés dans le cadre de cette thèse.

III.4.1. Modèle appliqué à l'IGBT

Les caractéristiques donnant les énergies au blocage et à l'amorçage en fonction du courant commuté, de la température de jonction T_j et de la tension de bus DC V_{bus} seront également données pour des valeurs autres que celles disponibles dans la datasheet. Nous supposons une variation des énergies de commutation proportionnelle à la tension de bus.

La figure suivante montre un exemple de caractéristique de l'énergie de commutation en fonction

du courant commuté pour une température de jonction de 100, 125 et 150 °C, une résistance de grille de 4 Ω, une tension de bus DC de 300 V et une tension de grille de ± 15 V.

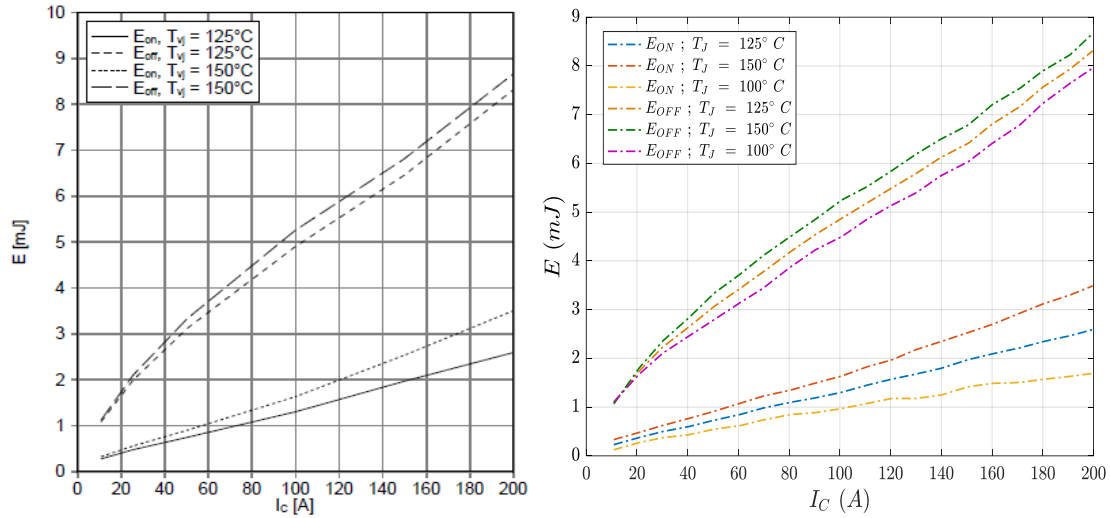


Figure 2.24 : Energies de commutation (a) datasheet et (b) modèle comportemental ; ($E=300$ V, $T_j=100, 125$ et 150 °C, $R_G=3.9$ Ω ; (module FS100R07PE4 [79]))

En utilisant les relevés des énergies en commutation fournis par les constructeurs et en faisant une approximation par un polynôme d'ordre 3 des courbes $E_{ON}(I_c)$ et $E_{OFF}(I_c)$, nous obtenons les expressions suivantes des énergies dissipées à la mise en conduction et au blocage comme suit:

$$E_{ON}(T_j, I_c, V_{BUS}) = \frac{V_{BUS}}{V_{ref}} (a(T_j) \cdot i^3(t) + b(T_j) \cdot i^2(t) + c(T_j) \cdot i(t) + d(T_j)) \quad (40)$$

$$E_{OFF}(T_j, I_c, V_{BUS}) = \frac{V_{BUS}}{V_{ref}} (e(T_j) \cdot i^3(t) + f(T_j) \cdot i^2(t) + g(T_j) \cdot i(t) + h(T_j)) \quad (41)$$

Ces énergies sont considérées proportionnelles à la tension du bus DC V_{bus} , la tension référence étant celle correspondant aux données issues du datasheet, typiquement la moitié de la tension d'avalanche.

Les coefficients (a,b,c,d,e,f,g,h) du polynôme dépendent ici uniquement de la température de jonction.

Ainsi les pertes en commutation sont calculées comme suit :

$$P_{commut_{T_m}} = f_d \times \frac{1}{T_m} \cdot \int (E_{ON}(t) + E_{OFF}(t)) \cdot dt \quad (42)$$

Avec f_d la fréquence de découpage et T_m la période du courant de phase.

III.4.2. Modèle appliqué au MOSFET

La Figure 2.25 présente les énergies de commutation au blocage, à l'amorçage et total en fonction du courant commuté, de la température, pour une résistance de grille de valeur 2.5 Ω et une tension de grille variant entre -5 et 20 V (datasheet et modèle).

Nous constatons que les énergies de commutations du MOSFET sont quasi indépendantes de la température de jonction d'après la Figure 2.25 (a), et nous négligerons par la suite cette très

faible dépendance à la température. Les expressions des énergies dissipées par commutation sont donc simplifiées et nous ne considérerons plus que leur dépendance au courant et à la tension continue du bus. Dans un premier temps, nous n'évaluons pas l'effet de la résistance de grille sur les pertes.

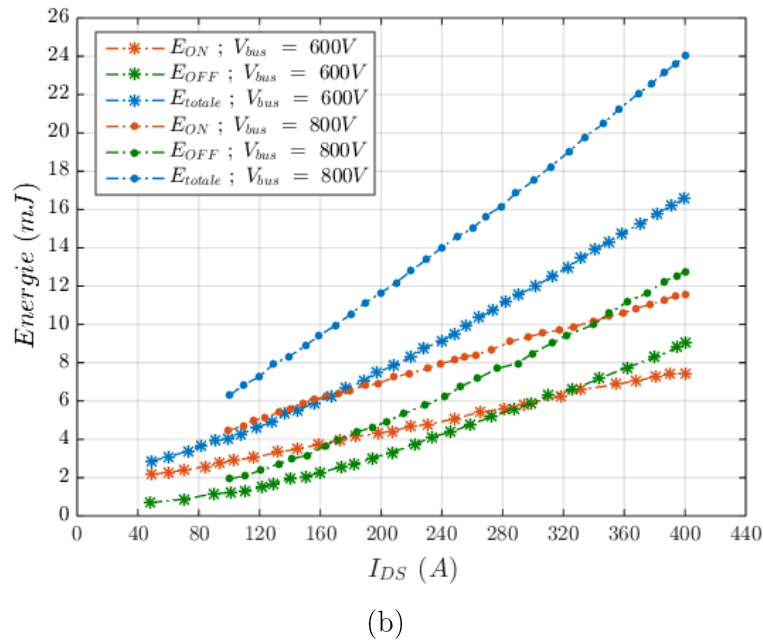
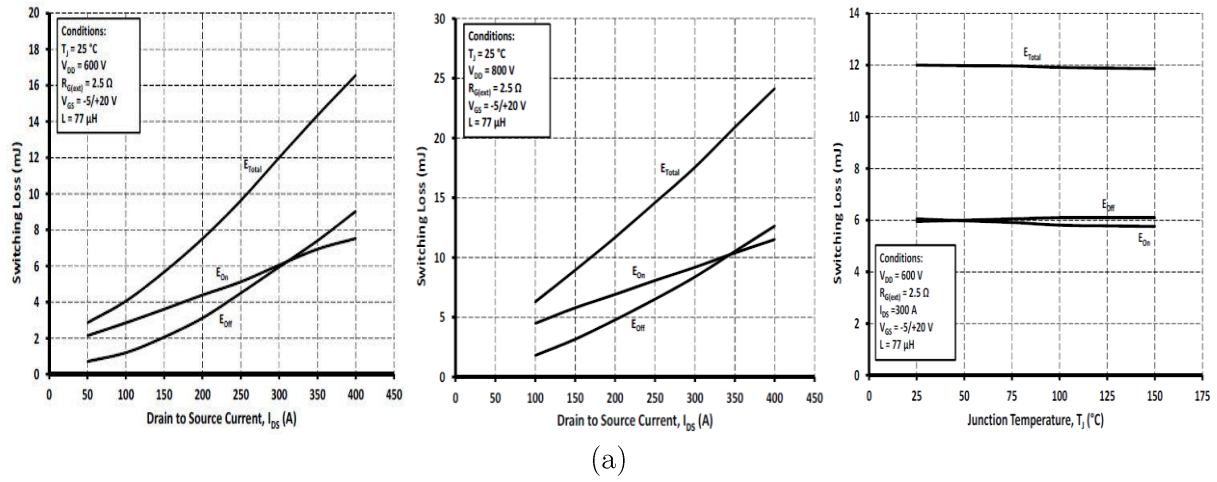


Figure 2.25 : Energies de commutation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ et en fonction de T_J , datasheet (a), modèle (b) (module CAS120M12BM2 [80])

A partir des énergies en commutation en fonction du courant pour une température de jonction de 25°C , et en prenant en compte la variation de l'énergie en commutation en fonction de la température de jonction de la Figure 2.25. Ces énergies sont approximées par un polynôme du second ordre en prenant en compte la variation de la tension du bus DC, du courant commuté et de la température de jonction.

III.4.3. Modèle appliqué à la diode en silicium

De même, l'énergie de recouvrement est modélisée en fonction du courant coupé par un polynôme du troisième ordre. Nous supposons par contre qu'elle est tout comme l'IGBT proportionnelle à la tension réappliquée au blocage (tension du bus DC).

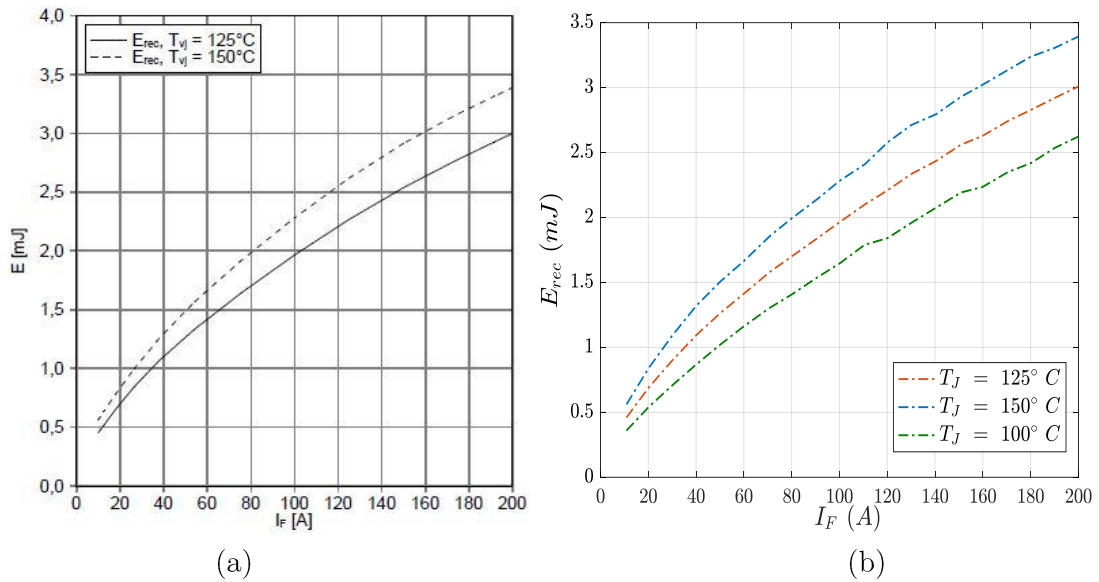


Figure 2.26 : Energie de recouvrement de la diode, (a) datasheet et (b) modèle comportemental ; ($E=300\text{ V}$, $T_J=100, 125$ et 150°C , $R_G=3.9\ \Omega$ (module FS100R07PE4 [79]))

Cette énergie dépend ici principalement du courant I_C et de la température de jonction T_J .

$$E_{rec}(T_J, I_C, V_{BUS}) = \frac{V_{BUS}}{V_{ref}} (x_1(T_J) \cdot i^3(t) + x_2(T_J) \cdot i^2(t) + x_3(T_J) \cdot i(t) + x_4(T_J)) \quad (43)$$

Ainsi les pertes de recouvrement de la diode sont calculées en fonction de la fréquence de découpage et de la fréquence de la modulante.

$$P_{rec_{Tm}} = f_d \times \frac{1}{T_m} \cdot \int_a^b E_{rec}(t) \cdot dt \quad (44)$$

IV. Synthèse

Les données issues du datasheet présentent plusieurs limitations. C'est surtout le cas pour les caractéristiques en régime de commutation qui rendent l'estimation des pertes difficile sur de larges plages de fonctionnement.

Les caractéristiques en direct sont renseignées sur une large plage de température (entre 25 et 150°C) et sur une large plage de courant, ce qui rend, relativement aisée l'établissement d'un modèle comportemental prenant en compte les variations de courant et de température. Ces deux paramètres sont en effet les seuls à influencer les pertes par conduction dès lors que la tension de commande des transistors est celle spécifiée dans les datasheets.

La démarche est plus compliquée pour les pertes par commutation. De façon générale, ces pertes dépendent de très nombreux paramètres qui sont liés :

- aux caractéristiques du transistor ou de la diode et qui rendent ces pertes dépendantes de grandeurs électriques et thermiques à travers, le courant coupé, la tension DC, la température du cristal, le dI_C/dt pour le blocage de la diode...

- aux caractéristiques du circuit de commande rapprochée des transistors, à travers bien évidemment la résistance totale de grille (qui prend en compte la résistance de sortie de l'étage de commande rapprochée, la résistance interne de grille et la résistance ajoutée pour la limitation du courant de grille), mais également les tensions on et off appliquées par le circuit de commande rapprochée et l'inductance parasite du circuit de commande rapprochée
- aux caractéristiques de la maille de commutation à travers l'inductance parasite totale, mais aussi éventuellement les capacités parasites rajoutées par le PCB du puissance qu'elles soient localisées en parallèle des transistors ou qu'elles viennent perturber le circuit de commande rapprochée.

Si dans une démarche de modélisation comportementale il est extrêmement difficile de prendre en compte l'ensemble de ces contraintes, nous avons cherché dans un premier temps à étendre les informations issues des datasheets. Les énergies de commutation ne sont par exemple renseignées que pour deux températures, malheureusement très proche l'un de l'autre (125 et 150 °C) ce qui rend l'interpolation à d'autres températures plus basses très imprécise. Les données renseignées dans la datasheet ne concernent qu'une seule tension pour l'IGBT (la moitié de la tension de blocage), et nous avons supposé une variation linéaire des énergies de commutation avec la tension commutée.

Il est clair que pour garantir a minima une estimation de ces pertes sur de larges plages de variation en température et en tension, des caractérisations supplémentaires doivent être effectuées. C'est l'objet du chapitre suivant.

Le modèle sera complété par les caractérisations et utilisé par la suite pour le calcul des pertes dans des convertisseurs DC/DC et onduleur triphasé dans le chapitre 4 de ce manuscrit.

Chapitre 3 : Caractérisation électrique de modules de puissance

Chapitre 3. Caractérisation électrique de modules de puissance

Résumé

Ce troisième chapitre a pour objectif de caractériser les modules de puissance et précisément les composants semiconducteurs IGBT en silicium et MOSFET en carbure de silicium et les diodes associées en régime dynamique et étudier l'influence des paramètres électriques tels que la température de jonction, la résistance et la tension de grille, l'inductance de maille de la cellule de commutation, le courant commuté et la tension du bus continu durant leurs commutations dans une cellule de commutation. Une comparaison est faite en fin de chapitre afin de conclure sur les performances respectives de ces composants et leurs sensibilités aux paramètres du circuit de commutation.

Sommaire :

I.	Introduction	95
II.	Présentation du banc de caractérisation	95
II.1.	Principe, double pulse	95
II.2.	Description du banc	96
III.	Caractérisation expérimentale des pertes par commutation dans un IGBT Silicium	113
III.1.	Caractérisation préliminaire	113
III.2.	Influence de la capacité du bus DC et de la tension V_{gate} sur les pertes par commutation	124
III.3.	Synthèse	133
IV.	Caractérisation expérimentale des pertes par commutation d'un module MOSFET carbure de silicium	138
IV.1.	Mise en conduction du MOSFET	139
IV.2.	Blocage du MOSFET	140
IV.3.	Impact du courant et de la température sur les pertes en commutation	141
IV.4.	Impact de la tension du bus DC sur les pertes par commutation	142
V.	Comparaison du module MOSFET SiC 1200V et du module IGBT silicium 650 V	143
VI.	Conclusion	145

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons le banc de caractérisation développé pour estimer les énergies de commutation dans les CSCP. Puis nous comparons les résultats obtenus pour les deux types de CSCP (IGBT silicium et MOSFET SiC). Ces caractérisations sont nécessaires pour valider et affiner le modèle développé dans le chapitre 2, sur de larges plages de fonctionnement (courant, température, tension...). Ces campagnes de mesures devaient être réalisées d'autant plus que dans les datasheets, les fabricants de modules de puissance ne fournissent pas l'ensemble des informations nécessaires à l'estimation des pertes pour différentes conditions de commutation. Ces caractérisations permettront ainsi d'étudier l'évolution des énergies de commutation en fonction de :

- la batterie, en faisant varier la tension du bus DC
- la charge, en variant le courant commuté par les CSCP
- la température de jonction
- le driver, en variant la résistance de grille R_G et la tension V_{gate}
- le circuit, à travers la variation de l'inductance parasite.

Ces différents éléments sont configurables sur le banc de caractérisation qui a été développé, et leur paramétrage sera présenté par la suite.

II. Présentation du banc de caractérisation

II.1. Principe, double pulse

Seul un bras des modules de puissance choisis sera caractérisé, en mode hacheur sur charge inductive en utilisant la méthode du double pulse qui permettra d'obtenir les caractéristiques de commutation lors des phases de mise en conduction et de blocage du transistor. La Figure 3.1 présente de façon simplifiée la structure retenue pour effectuer les essais développés dans ce manuscrit.

La caractérisation dynamique est effectuée en fonction de différents paramètres électriques et thermiques tels que la tension du bus continu V_{bus} , le courant commuté I_C , la température de jonction T_j , les niveaux de tension de grille V_{GS} à l'amorçage et au blocage, les résistances de grille R_{GON} et R_{GOFF} , l'inductance de la maille de commutation (incluant le condensateur de filtrage).

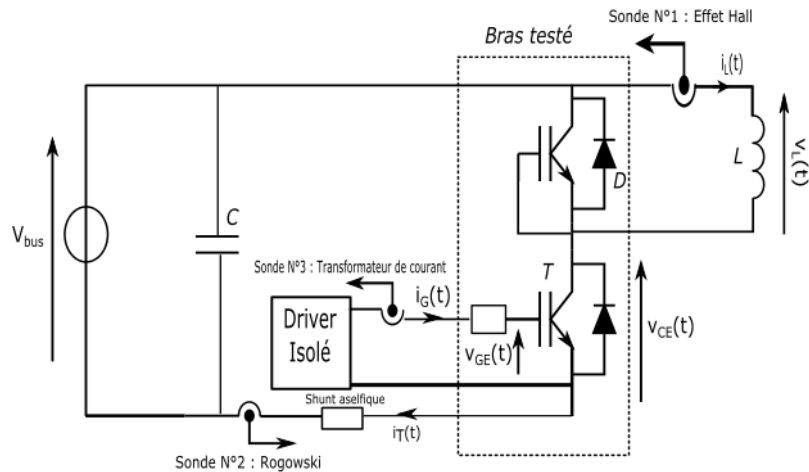


Figure 3.1 : Structure du banc de test

La méthode du double pulse est retenue car elle permet la reproduction du fonctionnement de la cellule de commutation dans des conditions de tensions et courants données et une température de jonction relativement maîtrisée.

La caractérisation en double pulse effectuée permet en effet d'étudier les phases de mise en conduction et de blocage à température de la puce proche de la température de la semelle. Cette commande est générée par un générateur programmable.

Le courant de charge sera contrôlé par la durée t_1 (Figure 3.2) de la première phase de conduction du transistor sous test. La charge utilisée est composée de deux inductances mises en série (350 μH et une résistance interne r_s d'une valeur de 1.7 Ω chacune).

Le module est placé sur une plaque chauffante réglée en température. La température de semelle est mesurée par un thermocouple logé sous la puce dans une rainure usinée à l'interface entre la semelle et la plaque chauffante. La bonne concordance entre cette mesure de température et celle fournie par la thermistance intégrée au module est vérifiée à chaque essai et permet de confondre la température de la semelle à celle initiale des puces. La durée t_1 de conduction est maintenue à une durée inférieure à 240 μs afin de limiter l'échauffement des puces pendant cette première phase de croissance du courant dans l'inductance.

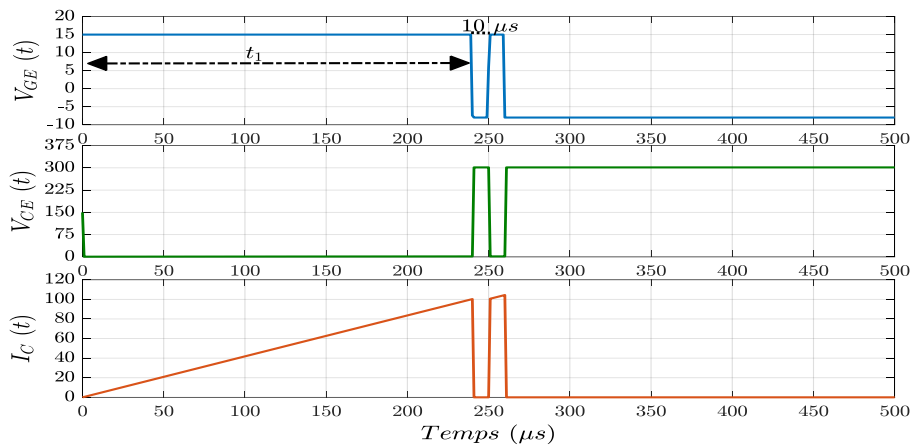


Figure 3.2 : Principe de la caractérisation en double pulse

II.2. Description du banc

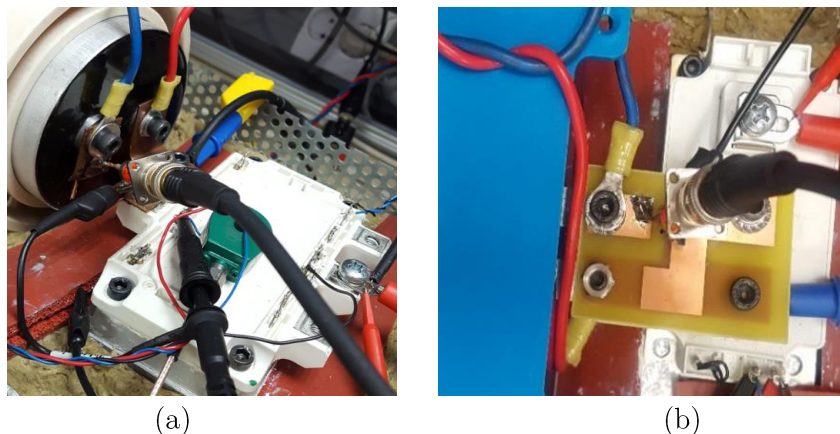


Figure 3.3 Banc d'essai (a) module Si IGBT, (b) module SiC MOSFET

Afin de valider les énergies de commutation des modèles simulés, un banc de test de caractérisation de module de puissance dans une cellule de commutation a été mis en place. Il est basé sur le schéma de la Figure 3.1. Le choix des appareils et sondes de mesure prend en compte les vitesses de commutation et les contraintes liées aux mesures de puissance. Il s'agit donc ici de pouvoir visualiser durant les phases de commutation de façon précise les tensions et courants avec une résolution suffisante, une bande passante adaptée et un retard entre les mesures de courant et de tension maîtrisé afin de pouvoir le compenser.

II.2.1. Module de puissance

Le Tableau 3.1 présente les différents modules de puissance utilisés lors des essais expérimentaux.

Tableau 3.1 : Modules de puissances Si IGBT et SiC MOSFET [79], [80]

Constructeur	Référence	Composants semiconducteurs	Calibre		
			Tension (V)	Courant (A) à $T_j=70^\circ\text{C}$	Température $T_{j\max}$ ($^\circ\text{C}$)
INFINEON	FS100R07PE4	IGBT Si et Diodes Si	650	100	175
CREE	CAS120M12BM2	MOSFET SiC et Diode Schottky SiC	1200	120	150

Ces modules ont été retenus afin de pouvoir estimer le rendement d'un onduleur 2 ou 3 niveaux alimenté par une batterie de tension nominale égale à 900 V et celui d'un onduleur 2 niveaux alimenté par une batterie 450 V, et pour une puissance de 60 kW dans les deux cas de figure. Le module 1200 V est toutefois légèrement surdimensionné en courant par rapport à l'application visée.

La configuration 900 V pourra être obtenue à l'aide d'un onduleur 3 niveaux utilisant les puces IGBT 650 V ou d'un onduleur 2 niveaux utilisant les MOSFET SiC 1200 V. La configuration 450 V sera adaptée à un onduleur 2 niveaux utilisant les modules IGBT 650 V.

II.2.2. Driver

Pour la commande de grille, deux allumeurs sont choisis et seront comparés pour le module Si IGBT 650 V - 100 A et un pour le SiC MOSFET 1200 V - 120 A. Ces circuits de commande rapprochée permettent de piloter les transistors avec des tensions fixes à la mise en conduction et au blocage et des résistances de grille adaptées et réglables.

Tableau 3.2 : Caractéristiques des driver Concept [85], INFINEON [86], CREE [87]

Constructeur	Module IGBT Si		Module MOSFET SiC
	Concept	Infineon	PRODRIVE
Référence	2SC0108T	2ED300C17	PT62SCMD17
Tension V_{GS}	+15V / -8V	+15 V / -15 V	+20 V / -6 V
Courant max. de grille	8 A	Jusqu'à ± 30 A	Jusqu'à ± 20 A

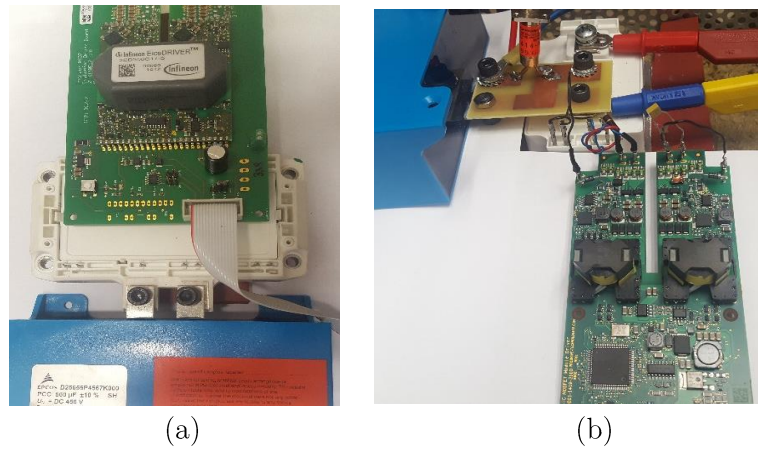


Figure 3.4 : Driver Infineon (a), PRODRIVE (b)

II.2.3. Mesures de courant

II.2.3.1. Mesure du courant de grille

Un transformateur d'intensité Pearson 2877 [88] est utilisé pour la mesure du courant de grille. Ces caractéristiques principales sont résumées dans le tableau suivant.

Tableau 3.3 : Caractéristique du tore Pearson 2877 [88]

Calibre en courant	2.5 Arms max
Pic max de courant	100 A
Sensibilité	1 V/A +1/-0%
Résistance de sortie	50 Ω
Temps de montée	2 ns
Fréquence de coupure haute à -3 dB	200 MHz
Fréquence de coupure basse à -3dB	300 Hz

II.2.3.2. Mesure du courant collecteur

Le bus reliant le condensateur et l'entrée DC du module est ouvert sur son potentiel négatif afin d'insérer un shunt coaxial aselfique d'une valeur de 10 m Ω (Shunt coaxial T&M Research Products) dont la référence est SDN 414-01 [89]. Il permet une mesure haute fréquence du courant dans le transistor comme le présente le Tableau 3.4.

Tableau 3.4 : Caractéristiques du Shunt T&M Research Products SDN-414-01 [89]

Résistance	10 m Ω
Bande passante	400 MHz
Temps de montée	1 ns
Energie maximale	6 J

Le shunt de mesure permet de réaliser des mesures de type : alternative, continue et impulsionnelle. Il n'assure pas d'isolation galvanique entre le circuit et les dispositifs de mesure, cependant, il suffira de le référencier à la terre. Il possède par contre une très large bande passante

grâce à sa structure coaxiale aselfique. Cette caractéristique est primordiale pour la visualisation des commutations en courant avec des temps d'évolution t_r de l'ordre de la dizaine de nanosecondes comme cela sera le cas sur les modules MOSFET SiC.

En utilisant les formules fournies par Tektronix, nous devons avoir un temps de réponse maximal t_m de l'ensemble oscilloscope + sonde très faible par rapport à la durée d'évolution maximale de la mesure.

$$t_m \leq \frac{t_r}{x} \quad (45)$$

Avec :

x : [3 à 5] pour une erreur de 2 % à 5 %

t_r : temps d'évolution du signal

t_m : temps d'évolution maximale de l'appareil de mesure, en supposant que l'ensemble capteur et oscilloscope se comporte comme un premier ordre, il vient :

$$t_m = \frac{\ln(9)}{2\pi \cdot f_{CHF}} \quad (46)$$

f_{CHF} : fréquence de coupure haute de l'appareil

Le shunt SDN-414-01 choisi présente une fréquence de coupure haute de 400 MHz, à partir de cette fréquence nous retrouvons un temps d'évolution maximale de 0.87 ns correspondant à la valeur de 1ns donnée par le constructeur.

La mesure de courant est doublée par une sonde Rogowski (PEM CWT UM/06) [91] afin de qualifier cette dernière. La sonde Rogowski permet de réaliser des mesures de types alternatives ou impulsionnelles. Parmi ses avantages, nous pouvons citer l'isolation galvanique, la non saturation dû à l'absence du circuit magnétique (bien qu'il y ait saturation du circuit électronique de conditionnement du signal) et, une très bonne sensibilité (mV/A). Elle présente comme inconvénient de ne pas permettre la mesure des composantes continues, d'être sensible aux perturbations des champs électromagnétiques externes et d'être limitée en fréquence. La sonde retenue est prévue pour une isolation de 1200 V ce qui est suffisant pour à nos besoins.

Les caractéristiques de cette sonde sont présentées dans le Tableau 3.5 et la Figure 3.5.

Tableau 3.5 : Caractéristiques de la sonde Rogowski CWT06 ULTRA Mini [91]

Calibre en courant	120 A crête
Sensibilité	50 mV/A
di/dt max	4 kA/ μ s
Fréquence de coupure haute à -3 dB	30 MHz
Fréquence de coupure basse à -3 dB	34 Hz

Ces caractéristiques montrent clairement une limitation en bande passante et en dI_C/dt qui ne permettront pas de l'utiliser pour la caractérisation de composants rapides tels que les MOSFETs SiC. D'autre part, pour les essais mettant en œuvre des courants supérieurs à 120 A crête, cette sonde ne sera plus adaptée.

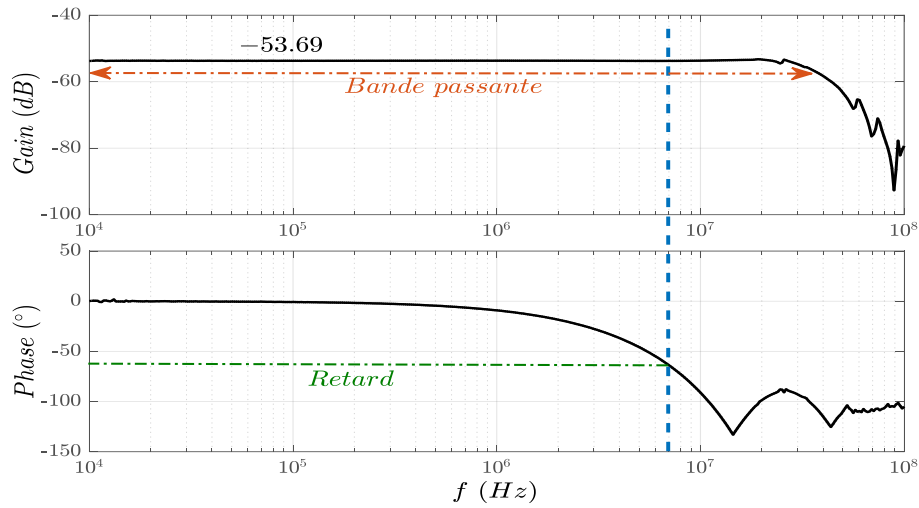


Figure 3.5 : Caractérisation fréquentielle de la sonde Rogowski

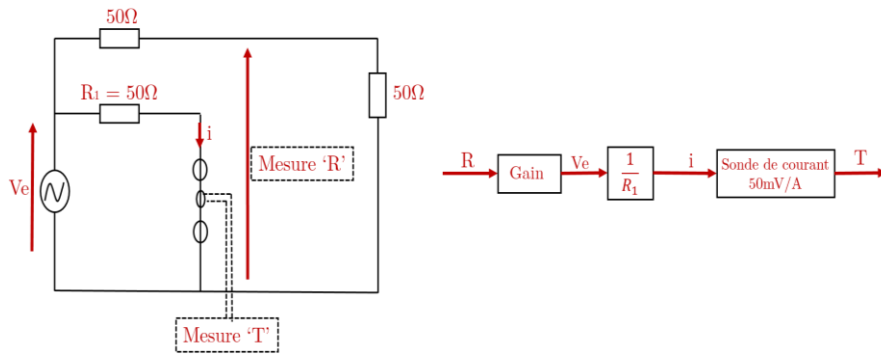
La caractéristique fréquentielle mesurée de la sonde Rogowski correspond bien aux données du constructeur en ce qui concerne la bande passante haute pour le gain. Par contre, nous constatons qu'un déphasage apparaît dès 1 MHz. Hors, la fréquence équivalente du front de commutation est de l'ordre de 7 MHz. Cette fréquence est calculée à partir de l'Equation (46) en supposant un temps d'évolution du courant de 50ns ($f = \ln(9)/(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^{-9})$). Ce déphasage doit être impérativement corrigé.

Par conséquent, le signal de sortie de la sonde est retardé par rapport au courant qui circule réellement dans la maille de commutation. La mesure de perte étant basée sur le produit tension/courant, cette dernière serait totalement faussée par la nature de la sonde. Il est donc impératif de calibrer et corriger cette sonde.

Calibrage de la sonde Rogowski :



(a)



(b)

Figure 3.6 : (a) photo de l'analyseur gain phase [91], (b) Mesure de la sonde 'Rogowski' à l'aide de l'analyseur gain-phase et correction du gain

Pour calibrer la sonde Rogowski, nous avons utilisé l'analyseur HP4194 qui permet d'obtenir le Gain et la phase de la sonde. Cet analyseur est composé d'un générateur de tension piloté en fréquence, d'une mesure de tension « Référence » ('R') dont l'impédance d'entrée est de $50\ \Omega$ et d'une mesure de tension « Transmission » ('T') dont l'impédance d'entrée est configurable à : soit $50\ \Omega$ soit $1\ \text{M}\Omega$.

L'impédance de sortie du générateur est fixée à $50\ \Omega$ par souci d'adaptation d'impédance. Cette dernière est doublée et forme la partie « dual output ». Le point commun de ces impédances est connecté au générateur de tension, comme le montre la Figure 3.6.

Pour tester la sonde de courant, le générateur est court-circuité sur une de ses impédances de sortie. Elle est placée dans cette maille. La relation entre la tension du générateur et le courant circulant dans la maille de court-circuit est connue et représente un gain :

$$G = \frac{i}{V_e} = \frac{1}{50} \quad (47)$$

La valeur de ce gain en décibel est alors :

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{50} \right) \quad (48)$$

La lecture de la tension V_e renseigne donc sur la valeur du courant de test. Pour ce faire, la seconde partie du générateur est raccordée à la mesure « Référence », par un câble BNC adapté $50\ \Omega$. L'impédance d'entrée de la « Référence » étant elle aussi de $50\ \Omega$, la relation entre la tension lue sur 'R' et la tension d'entrée est de $\frac{1}{2}$ soit un gain de -3 dB.

La borne de sortie de la sonde de courant est quant à elle connectée à la mesure « Transmission ». Son impédance doit être adaptée au type de sonde. Si la sonde présente elle-même une impédance de sortie $50\ \Omega$, l'impédance d'entrée de « Transmission » sera fixée à $50\ \Omega$. Il faut alors corriger la mesure d'un facteur 2 (+3 dB). Si l'impédance d'entrée de « Transmission » est $1\ \text{M}\Omega$, il n'y a pas de correction supplémentaire.

L'analyseur HP 4194 trace le rapport entre la tension mesurée sur « Transmission » et celle mesurée sur « Réception » en fonction de la fréquence.

Dans nos conditions, la tension 'R' vaut : $\frac{1}{2} \cdot V_e$

$$'R' = \frac{1}{2} \cdot R_{50} \cdot I \quad (49)$$

La tension 'T' vaut :

$$'T' = G_T \cdot G_S \cdot I \quad (50)$$

Avec G_T le gain en « Transmission » ($1/2$ si $50\ \Omega$ 1 si $1\ \text{M}\Omega$) et G_S le gain de la sonde de courant. Le rapport 'T'/'R' s'exprime alors par :

$$\frac{'T'}{'R'} = \frac{2 \cdot G_T \cdot G_S \cdot I}{R_{50} \cdot I} \quad (51)$$

On peut donc en déduire G_S :

$$G_S = \frac{'T'}{'R'} \cdot \frac{R_{50}}{2 \cdot G_T} \quad (52)$$

Exprimé en dB, le gain de la sonde devient :

$$G_S = \left(\frac{'T'}{'R'} \right)_{dB} - 3_{dB} - 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{50} \right) - 20 \cdot \log_{10}(G_T) \quad (53)$$

Dans notre cas, nous avons une configuration d'impédance de « Transmission » de 50 Ω :

$$G_S = \left(\frac{T'}{R'}\right)_{dB} - 3_{dB} - 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{1}{50}\right) - 3_{dB} \quad (54)$$

Autour de la fréquence équivalente au front, le gain mesuré est de -53.69 dB. En corrigeant ce gain par l'Equation 54, il apparaît que le gain de la sonde est de -25.71 dB. Ce qui correspond à un gain de 51.8 mV/A. Le gain attendu de la sonde est de 50 mV/A, nous corrigerons donc à la fois le gain et la phase.

La bande passante de la sonde définit alors la zone où G_S ne varie pas de plus de 3 dB. La limite haute de la bande passante est de l'ordre 50 MHz. Cette sonde est donc adaptée à la mesure du courant commuté.

Pour ce faire, la mesure est corrigée par l'application de la fonction de transfert inverse afin de rechercher la véritable forme de courant. Pour effectuer cette correction, une convolution entre la fonction de transfert de la sonde et la transformée de fourrier du courant est effectuée (voir Figure 3.7).

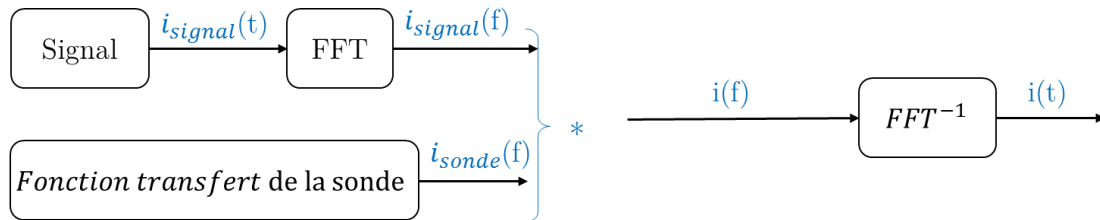


Figure 3.7 : Principe de compensation du courant mesuré avec la sonde Rogowski

La Figure 3.8 représente le courant à l'amorçage et au blocage avant et après correction. A noter qu'une correction du gain est également appliquée (cf. Figure 3.6).

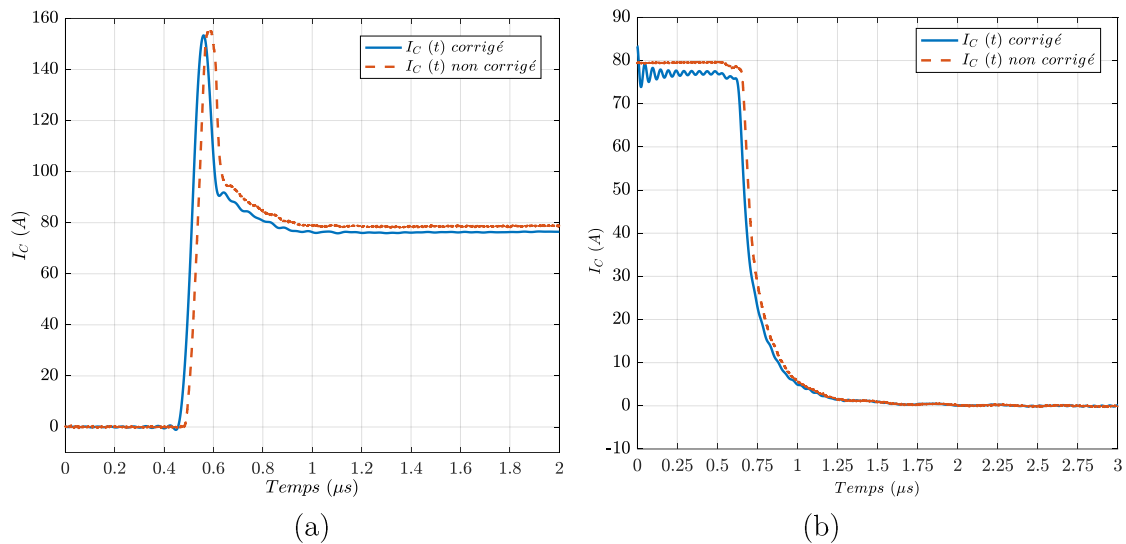


Figure 3.8 : Courant corrigé et non corrigé à l'amorçage (a) et au blocage (b) lors de l'utilisation d'une sonde Rogowski ($V_{bus} = 300$ V, $R_{GON} = R_{GOFF} = 3.9$ Ω)

Une fois ce courant corrigé il est comparé au courant mesuré à l'aide du shunt coaxial comme le

montre la Figure 3.9, avec une bonne concordance entre ces deux mesures.

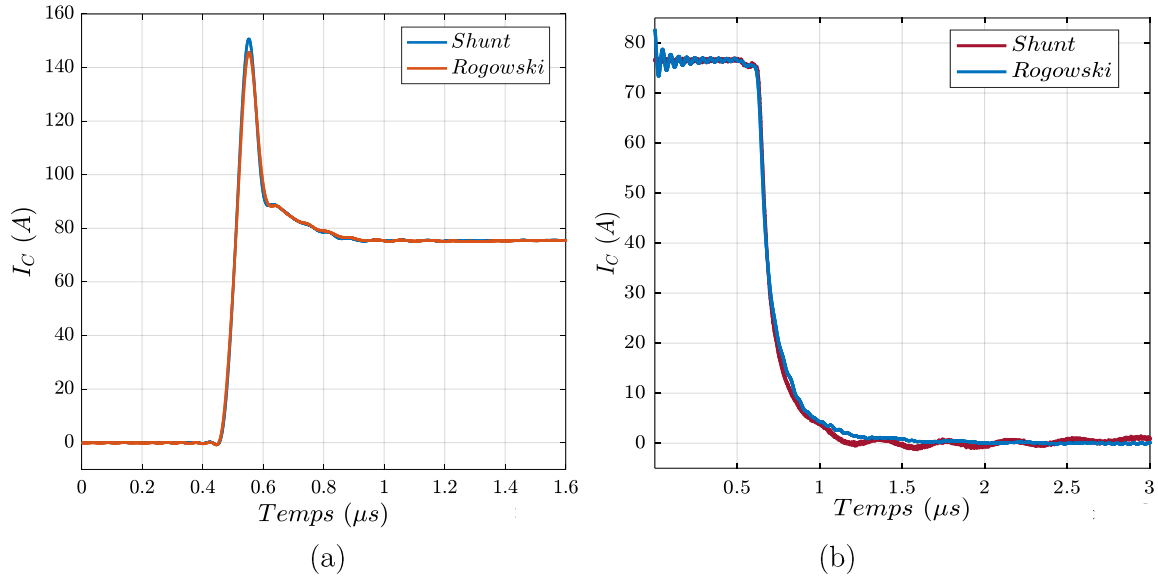


Figure 3.9 : Courant corrigé ‘Rogowski’ et ‘Shunt’ à l’amorçage (a) et au blocage (b) ($V_{\text{bus}} = 300 \text{ V}$, $R_{\text{GON}} = R_{\text{GOFF}} = 3.9 \Omega$)

D’après la Figure 3.9, on remarque que la correction du déphasage permet de compenser le retard. La correction apportée sur le gain permet quant à elle de corriger l’amplitude. Ces résultats de correction seront utilisés dans la suite de ce chapitre notamment pour estimer les pertes par commutation.

II.2.4. Mesure de tension

Les tensions $v_{\text{CE}}(t)$ (PMK 869) et $v_{\text{GE}}(t)$ (Tektronix TPP0200 [92]) sont mesurées par des sondes de tension de 400 MHz et 200 MHz de bande passante respectivement.

Tableau 3.6 : Caractéristiques des sondes de tension [92]

Référence	TPP0200	PMK 869
Tension	300 V _{RMS} CAT II	1000 V _{RMS}
Atténuation	10 : 1	100 : 1
Bande passante	200 MHz	400 MHz
Temps de montée	2.3 ns	900 ps
Résistance d’entrée	10 MΩ	50 MΩ
Capacité d’entrée	12 pF	7.5 pF

II.2.5. Oscilloscope associé aux appareils de mesures

Le Tableau 3.7 présente les caractéristiques des oscilloscopes Tektronix de référence DPO4034 et DPO2014 utilisés sur le banc de caractérisation. La résolution verticale est ajustée à chaque relevé afin d’avoir un signal mesuré sur l’ensemble des divisions verticales et ainsi maximiser la précision de mesure.

Tableau 3.7 Caractéristiques des oscilloscopes Tektronix DPO 4034 et DPO 2014

Référence		DPO 4034	DPO 2014
Bande passante		350 MHz	100 MHz
Nombre de canaux		4	4
Temps de montée à 5 mV/div		1 ns	3.5 ns
Résolution verticale		8 bits	8 bits
Nombre d'échantillons par seconde		2.5 GS/s	1 GS/s
Sensibilité	50 Ω	1 mV/div à 1 V/div	-
	1M Ω	1 mV/div à 10 V/div	2 mV/div à 5 V/div

A l'aide de l'oscilloscope DPO 4034, nous visualisons le courant commuté dans le transistor I_C , la tension V_{CE} aux bornes du transistor, le courant dans la charge inductive et la tension V_{GS} entre grille et source

Sur le deuxième oscilloscope, nous visualisons le courant de grille I_G et à nouveau la tension V_{GS} qui servira de synchronisation entre les deux oscilloscopes.

II.2.6. Contrôle de la température

La température du cristal sera également un des paramètres évalués lors des caractérisations électriques à travers son effet les vitesses de commutations et les pertes à la mise en conduction et au blocage.

Pour les essais en température, la semelle du module est fixée à une plaque chauffante régulée en température. La température du cristal sera également un des paramètres évalués lors des caractérisations électriques à travers son effet les vitesses de commutations et les pertes à la mise en conduction et au blocage.

La plaque chauffante intègre des résistances dont la puissance dissipée est contrôlée par un gradateur fonctionnant en pleine onde. Un thermocouple est inséré dans la plaque chauffante sous le module de puissance. La régulation en température est effectuée grâce à la mesure issue de ce capteur. Le module de puissance intègre également une thermistance placée sur la surface supérieure du DCB.

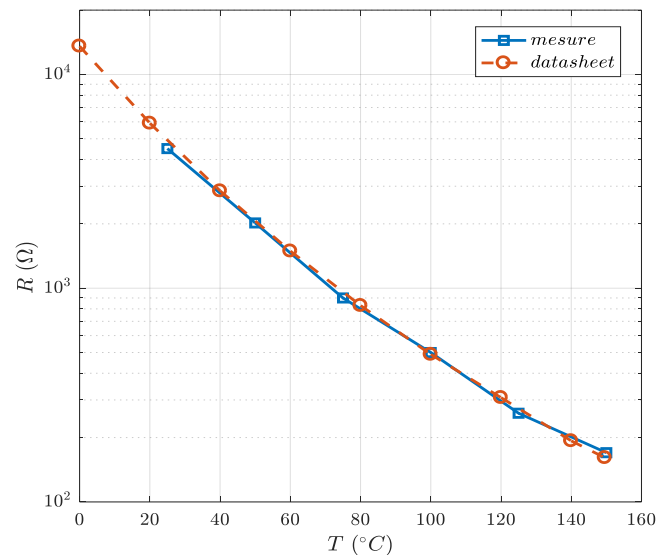


Figure 3. 10 : Comparaison des valeurs de thermistance mesurée en fonction de la température du boîtier et des données issues du datasheet

La Figure 3. 10 montre que la température fournie par la thermistance intégrée dans le module de puissance correspond à la température du thermocouple de la plaque chauffante. En négligeant l'échauffement induit dans les puces par l'application du double pulse, nous pourrions donc raisonnablement assimiler la température du cristal à celle de la semelle.

II.2.7. Capacité de découplage

Deux capacités différentes ont été évaluées sur le banc de caractérisation afin notamment d'apprécier l'influence de l'inductance parasite de la maille de commutation sur les pertes. En dehors de la valeur des capacités, c'est surtout la connectique qui diffère sur ces deux condensateurs. Le condensateur Eurofarad présente des sorties avec bornes à vis alors que le condensateur Epcos se monte directement sur le module de puissance.

Tableau 3.8 : Caractéristiques de la capacité du bus DC

Constructeur	Eurofarad	Epcos
Référence	PM 980	B25655P4567K000
Valeur de la capacité	250 μ F	560 μ F
Courant max.	36 A rms	80 A max
Tension max.	1000 V	450 V
ESR à 10 kHz	4.6 m Ω	0.5 m Ω
ESL	très faible	25 nH

La caractérisation fréquentielle des capacités a été effectuée à l'aide d'un analyseur d'impédance HP4194A. Les résultats obtenus sur le module et la phase sont indiqués à la figure 3.10.

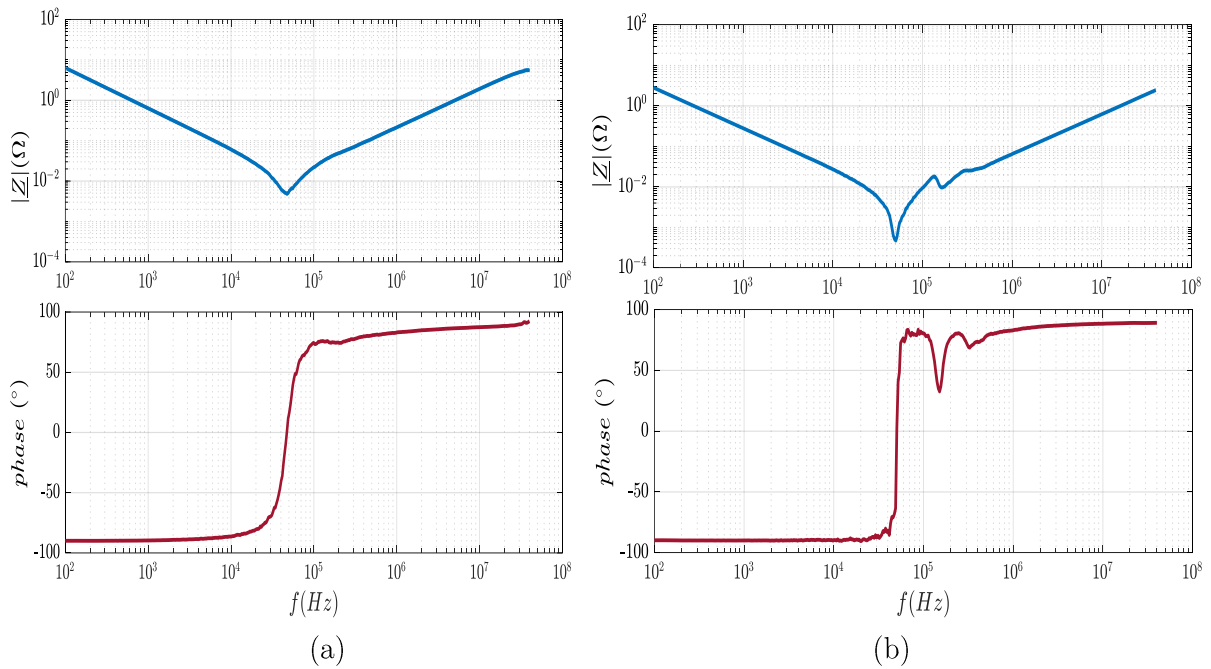


Figure 3.11 : Caractérisation fréquentielle de la capacité Eurofarad (a) et Epcos (b)

A partir de la réponse fréquentielle, nous recalculons les éléments du schéma équivalent (ESR, ESL et la valeur du condensateur).



Figure 3.12 : schéma équivalent du condensateur faisant apparaître la résistance série et l'inductance série

A partir de l'impédance équivalente à la phase nulle, la valeur de la résistance ESR est calculée. Le ESL est calculé en fonction de la fréquence de résonance f_0 et de la valeur de la capacité avec :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{ESL \cdot C}} \quad (55)$$

La valeur du condensateur est aussi recalculée à partir de la réponse fréquentielle.

Tableau 3.9 : Verifications des valeurs des capacités, ESR et ESL

Constructeur	Eurofarad	Epcos
Référence	PM 980	B25655P4567K000
Valeur de la capacité	250 μ F	560 μ F
ESR à 10 kHz	4.6 m Ω	0.5 m Ω
ESL	45 nH	18 nH

Nous constatons que le condensateur du fabricant Eurofarad présente une valeur d'inductance parasite de 45 nH, contrairement à la valeur (inductance très faible) donné dans les datasheets. L'écart provient certainement ici des bornes à cosses à vis qui ne permettent pas une caractérisation très aisée de l'inductance parasite. Hormis cette donnée, les valeurs des autres éléments sont les mêmes que celle fournies par les fabricants (Eurofarad et Epcos).

II.2.8. Mesure des éléments parasites du module de puissance

Un bras d'onduleur du module de puissance FS100R07PE4 avec ses éléments parasites (inductances et capacités) est présenté sur la Figure 3.13. Afin de caractériser ces éléments parasites, nous décidons de faire une analyse fréquentielle de l'impédance mesurée sur les différents ports du bras à l'aide d'un analyseur d'impédance.

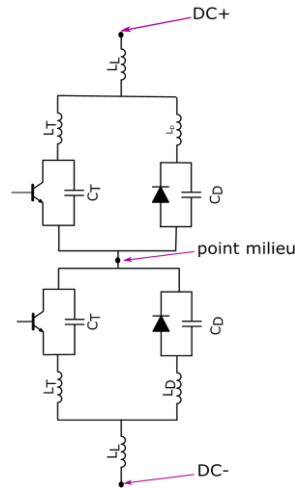


Figure 3.13 : Éléments parasites sur un bras d'onduleur

Nous faisons l'hypothèse que l'inductance parasite entre le point milieu et la borne d'accès DC^+ est identique à l'inductance parasite entre le point milieu et la borne d'accès DC^- (routage similaire).

Après vérification de la symétrie entre le point milieu et la borne DC^+ et le point milieu et la borne DC^- , seule la partie supérieure du demi bras (point milieu - DC^+) sera analysée ici.

Afin de caractériser expérimentalement les composants parasites du module de puissance nous avons utilisé l'analyseur de réseau VNA (Vectorial Network analyzer). L'appareil de mesure doit être utilisé avec un bornier de mesure dans lequel on place le composant à étudier. Pour atténuer l'influence de la connectique, il faut préalablement la caractériser avant de soustraire son incidence par calcul. Cette étape de compensation a été effectuée systématiquement.

II.2.8.1. Caractérisation transistor bloqué

Durant cette première étape, nous court-circuitons la grille du transistor (T bloqué) et nous analysons l'impédance mesurée entre le point milieu et la borne DC^+ en fonction de la tension de polarisation de l'analyseur. La tension du VNA (Vectorial Network analyzer) est en effet constituée d'une composante continue (réglable entre des valeurs négatives et positives) et une composante alternative d'une valeur de 100 mV (crête à crête).

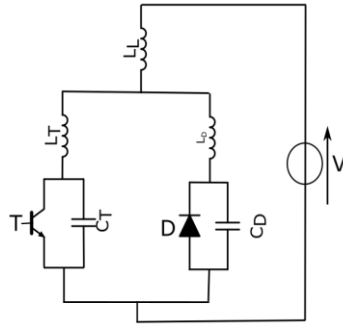


Figure 3.14 : polarisation positive de la tension issue du VNA

Polarisation positive, $U_{VNA} > 0$:

La composante continue de la tension délivrée par le VNA vaut [10 ; 20 ; 30 ; 40] V. La diode est alors bloquée. La Figure 3.15 montre l'allure de l'impédance en fonction de la fréquence du signal alternatif délivré par le VNA.

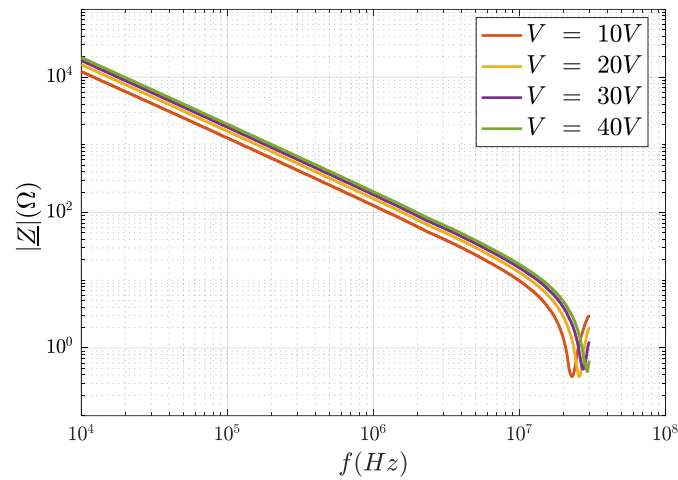


Figure 3.15 : Impédance fréquentielle pour des tension $V_{NA} = [10 ; 20 ; 30 ; 40]$ V ; transistor bloqué

En basse fréquence [10^4 à 10^7] Hz, nous avons un comportement capacitif représentant les capacités C_T et C_D en parallèle. Nous déduisons donc la valeur de la capacité équivalente $C_{eq} = C_D + C_T = 0.87$ nF à 20 V.

Polarisation négative, $U_{VNA} < 0$:

La composante continue de la tension délivrée par le VNA est maintenant négative et vaut [-5 ; -10 ; -12] V. Dans ces conditions, la diode est passante, l'impédance interne du VNA limitera le courant

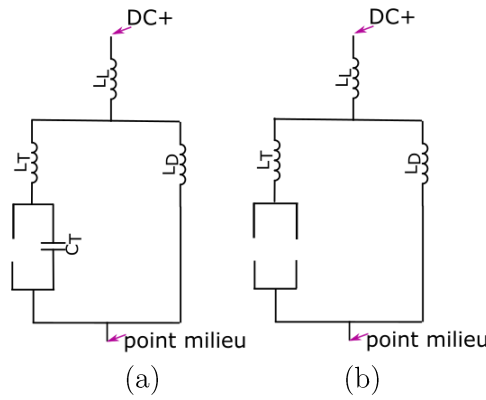
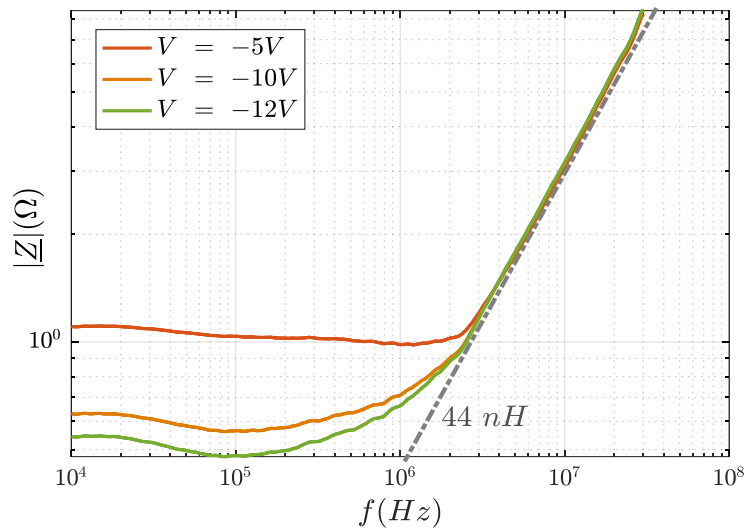


Figure 3.16 : schéma équivalent : complet (a) et simplifié en basse fréquence (b)

A partir d'une fréquence de 3 MHz et de la Figure 3.16, nous déduisons l'expression de l'inductance équivalente :

$$L_{eq} = L_L + L_D \quad (56)$$


 Figure 3.17 : Impédance fréquentielle pour des tension $V_{NA} = [-5 ; -10 ; -12]$ V ; transistor bloqué

A partir d'une fréquence supérieure à 3MHz, nous observons un comportement inductif. Nous traçons l'asymptote aux trois courbes (-5, -10 et -12 V) et estimons une inductance équivalente de 44 nH.

A basse fréquence, sur la partie gauche de la figure 3.18, on observe un comportement résistif. La mesure est représentative de la résistance dynamique de la diode dont la valeur diminue avec le courant de polarisation donc avec la composante continue de la tension délivrée par le VNA à travers son impédance de sortie de 50 Ω.

II.2.8.2. Caractérisation transistor passant

Dans cette deuxième étape, nous polarisons la grille avec une tension positive valant 9V. Le transistor est donc passant.

Polarisation positive, $U_{VNA} > 0$:

Pour bloquer la diode, nous appliquerons une tension de polarisation positive à la sortie du VNA

valant [5 ;10 ;12] V. Nous traçons en fonction de la fréquence l'impédance équivalente (Figure 3.15)

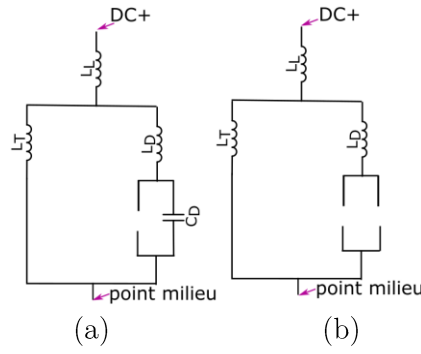


Figure 3.18: schéma équivalent : complet (a) et simplifié en basse fréquence (b)

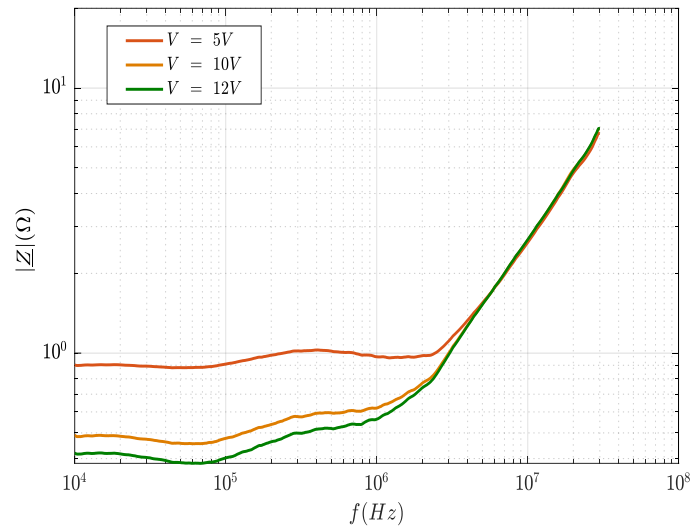


Figure 3.19 : Impédance fréquentielle pour des tension $V_{NA} = [5 ;10 ;12]V$; transistor passant

En haute fréquence nous avons un comportement inductif, et nous pouvons en déduire alors la valeur de l'inductance équivalente en traçant l'asymptote aux trois courbes (5, 10 et 12 V) :

$$L_{eq} = L_L + L_T \quad (57)$$

L'inductance équivalente vaut dans ce cas également 44 nH.

Polarisation négative, $U_{VNA} < 0$

Afin de déterminer les trois inductances L_L , L_T et L_D , un essai supplémentaire est nécessaire. Pour ce faire, nous rendons passant le transistor et la diode en appliquant cette fois une polarisation négative avec des tensions valant [-5 ; -10 ; -12] V.

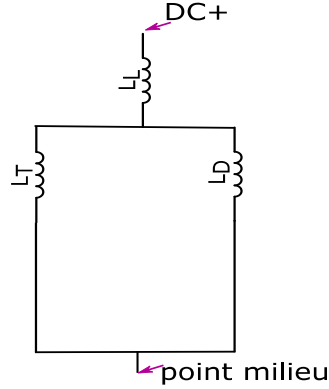


Figure 3.20 : Impédance équivalente

Ainsi, comme le montre la Figure 3.20, l'inductance de connexion « lyre » L_L est en série avec la mise en parallèle de l'inductance du transistor L_T et de l'inductance de la diode L_D . L'inductance équivalente s'écrit comme suit :

$$L_{eq} = L_L + \frac{L_T \cdot L_D}{L_T + L_D} \quad (58)$$

De la même façon que précédemment, nous obtenons ici une inductance équivalente de l'ordre de 37 nH.

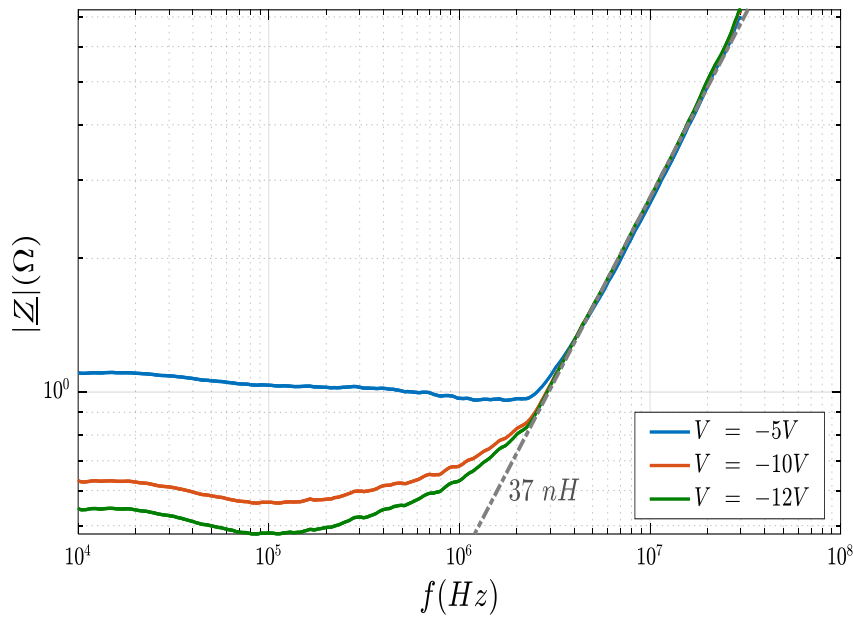


Figure 3.21 : Impédance fréquentielle pour des tension VNA = [-5 ; -10 ; -12] V ; transistor passant

Synthèse :

En conclusion à partir des équations (56), (57) et (58) ; nous avons

$$\begin{cases} L_L + L_D = 44 \text{ nH} \\ L_L + L_T = 44 \text{ nH} \\ L_{eq} = L_L + \frac{L_T \cdot L_D}{L_T + L_D} = 37 \text{ nH} \end{cases} \quad (59)$$

Nous déduisons ainsi les valeurs des inductances parasites L_L , L_D et L_T qui sont présentées au Tableau 3.10. Nous ne pouvons par contre pas dissocier les capacités C_T et C_D , et seule la somme de ces deux capacités a pu être déterminée.

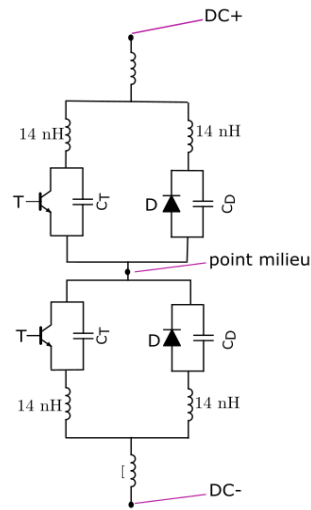


Figure 3.22: schéma équivalent d'un demi-bras avec ses éléments parasites

Tableau 3.10 : inductances et capacités parasites du module de puissance

	Valeur
Inductance de connexion : L_L	30 nH
Inductance du transistor : L_T	14 nH
Inductance de la diode : L_D	14 nH
Capacité équivalente $C_D + C_T$	87 nF

III. Caractérisation expérimentale des pertes par commutation dans un IGBT Silicium

Nous allons ici mettre en évidence l'effet de différents paramètres électriques (courant de charge, température, résistance de grille, inductance de maille) sur les pertes par commutation. Ces relevés vont permettre d'extraire des équations des pertes en fonction de ces différents paramètres afin d'affiner le modèle présenté dans le chapitre 2. Le dispositif expérimental permet d'observer l'évolution des grandeurs électriques (courant collecteur, courant de grille et tension collecteur-émetteur) de façon directe dans le transistor et indirecte dans la diode de roue libre. Les relevés sont effectués avec les appareils de mesure présentés dans la partie précédente.

III.1. Caractérisation préliminaire

III.1.1. Mise en conduction de l'IGBT

La Figure 3.23 présente le résultat obtenu lors de la mise en conduction de l'IGBT pour une tension de bus E de 300 V, un courant commuté I_C de 100 A, une température de jonction T_J de 150 °C et une résistance de grille R_{GON} de 3,9 Ω . Cette dernière permettra de contrôler la vitesse de commutation, et son influence sera mise en évidence par la suite.

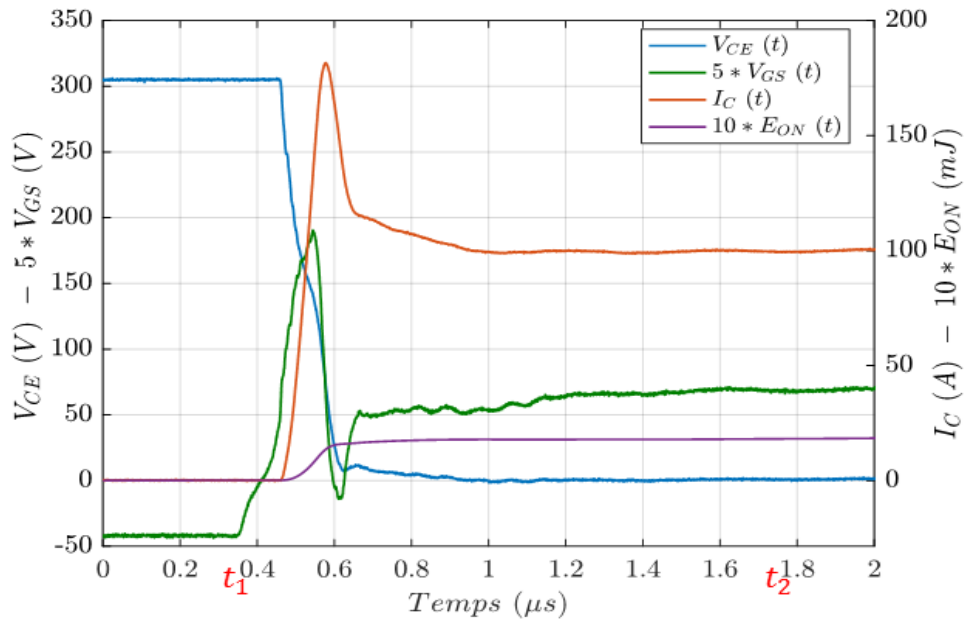


Figure 3.23 : Tensions, courant et énergies à l'amorçage de l'IGBT ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C ; $R_{GON} = 3.9$ Ω)

La surintensité observée est due au blocage de la diode de roue libre de type « Emitter Controlled 4 » et qui présente ici un courant de recouvrement inverse de l'ordre de 70 A.

La chute de tension observée pendant la phase de croissance du courant dans l'IGBT est due à l'influence de l'inductance de la maille de commutation. La valeur de dI_C/dt de l'ordre de 1.8 kA/ μ s permet d'estimer cette inductance à environ 87 nH. Cette inductance correspond au câblage (bus bar et le Shunt) et des inductances parasites du module de puissance.

III.1.2. Blocage de l'IGBT

La Figure 3.24 présente les mesures obtenues lors du blocage de l'IGBT pour une tension de bus E de 300 V, un courant commuté I_C de 100 A, une température de jonction T_J de 150 °C et une résistance de grille $R_{G\text{OFF}}$ de 4 Ω .

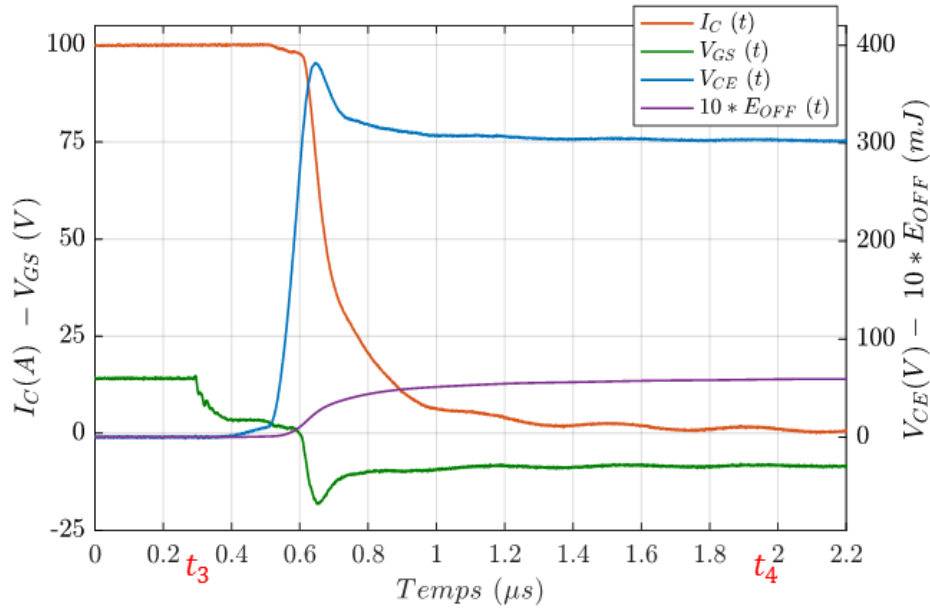


Figure 3.24 : Tensions, courant et énergies au blocage de l'IGBT ($V_{\text{bus}} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_{G\text{OFF}} = 3.9$ Ω)

La tension V_{CE} augmente relativement doucement au début du plateau de la tension de grille V_{GS} (capacité C_{GS} élevée) puis change de pente (rapidement) à cause de la diminution de la capacité C_{GC} , liée à l'effet Miller. Une surtension de l'ordre de 80V ici liée à l'inductance de la maille de commutation apparaît lors du blocage. On observe clairement la phase de trainage du courant collecteur liée aux spécificités de l'IGBT.

Dans la suite, les pertes par commutations seront calculées à partir des formes d'ondes du courant et de la tension à partir des tensions et courants mesurées aux bornes du composant sous test, comme elles sont indiquées aux Figure 3.23 et Figure 3.24. Les énergies de commutations peuvent être déduites comme suit :

À l'amorçage :

$$E_{\text{on}}(t) = \int_{t_1}^{t_2} I_C(t) \cdot V_{CE}(t) \cdot dt \quad (60)$$

Avec I_C le courant dans le collecteur, V_{CE} la tension entre le collecteur et l'émetteur, $[t_1, t_2]$ l'intervalle de temps sur lequel le courant I_C passe de 0 au courant de charge (100 A).

Au blocage :

$$E_{\text{off}}(t) = \int_{t_3}^{t_4} I_C(t) \cdot V_{CE}(t) \cdot dt \quad (61)$$

Avec I_C le courant dans le collecteur, V_{CE} la tension entre le collecteur et l'émetteur et $[t_3, t_4]$ l'intervalle sur lequel ce même courant passe de 100 A à 0 A (une fois l'énergie de commutation « stabilisée »).

III.1.3. Influence du courant et de la température sur les pertes par commutation

La Figure 3.25 décrit les phases de mise en conduction et de blocage pour des températures de jonction de 50, 100 et 150 °C. Sont représentés le courant collecteur et la tension entre collecteur et émetteur ainsi que la tension appliquée entre grille et source. Les mesures d'énergie dissipée sont effectuées avec un pas de 25 °C, mais pour des raisons de lisibilité les chronogrammes ne sont présentés uniquement que pour trois températures.

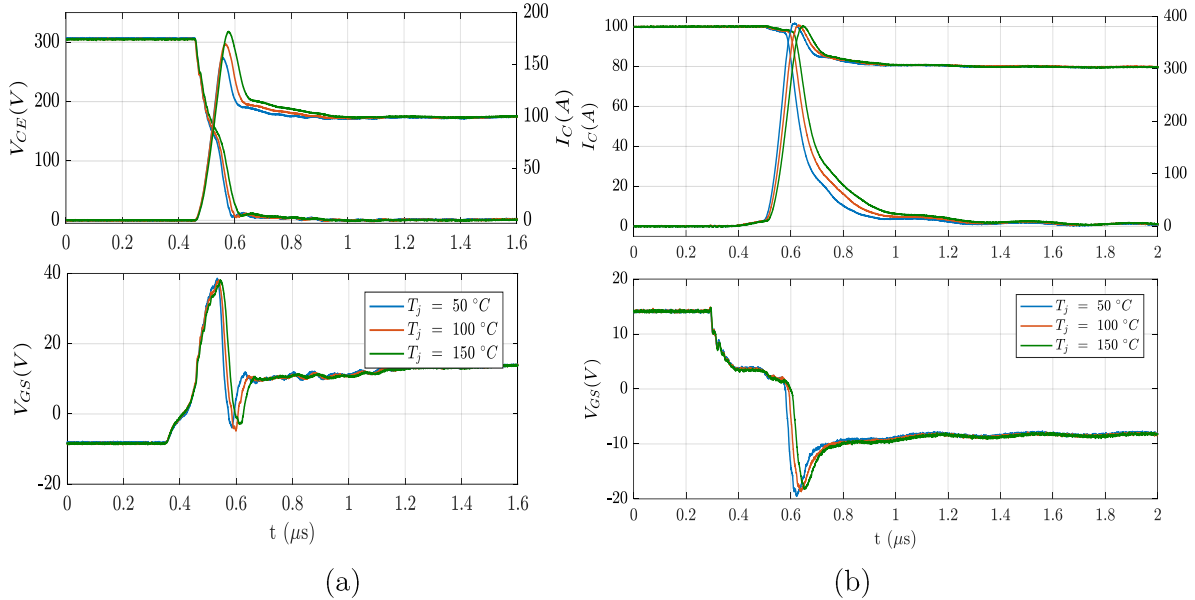


Figure 3.25 : Tensions et courant à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT pour différentes valeurs de température de jonction $T_j = [50 ; 100 ; 150]^\circ C$ ($V_{bus} = 300V$, $I_C = 100A$, $R_G = 3.9\Omega$)

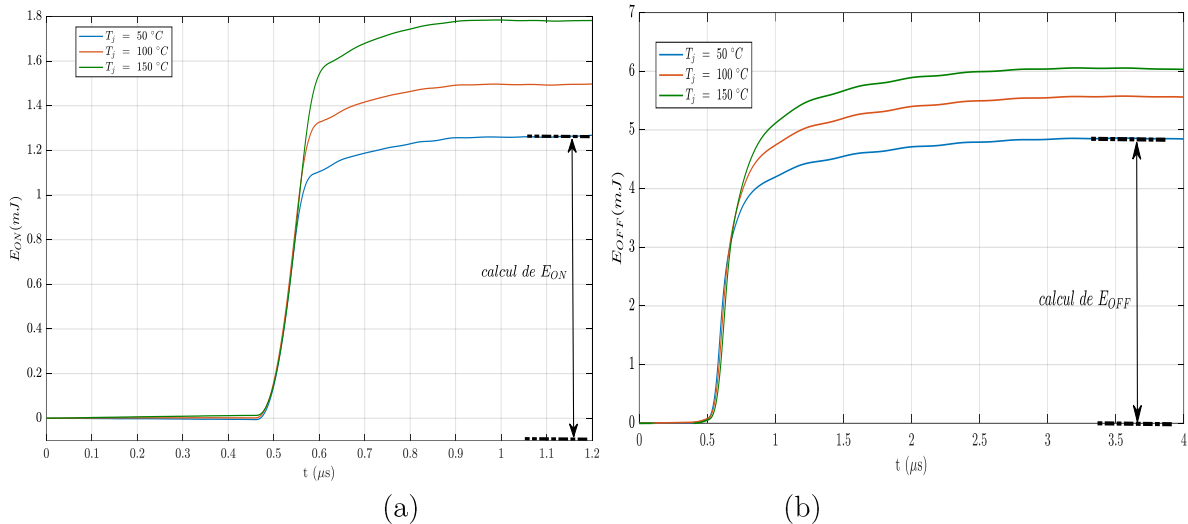


Figure 3.26: Energie dissipée à l'amorçage (a) et blocage (b) de l'IGBT ($V_{bus} = 300V$, $I_C = 100A$, $R_{GON} = 3.9\Omega$)

La Figure 3.26 décrit l'estimation de l'énergie dissipée par l'IGBT à la mise en conduction et au blocage pour ces trois températures. Elle montre une évolution importante des énergies dissipées avec la température qui évolue de 1,25 à 1,79 mJ à la mise en conduction et de 3,9 à 6 mJ au blocage lorsque la température de jonction évolue de 50 à 150 °C.

On peut par ailleurs s'intéresser à l'influence de la température et du courant sur ces énergies de commutations. Pour ce faire, les énergies au blocage et à l'amorçage mesurées sont tracées en fonction du courant et de la température (Figure 3.27) pour un courant allant jusqu'à deux fois le courant nominal du module.

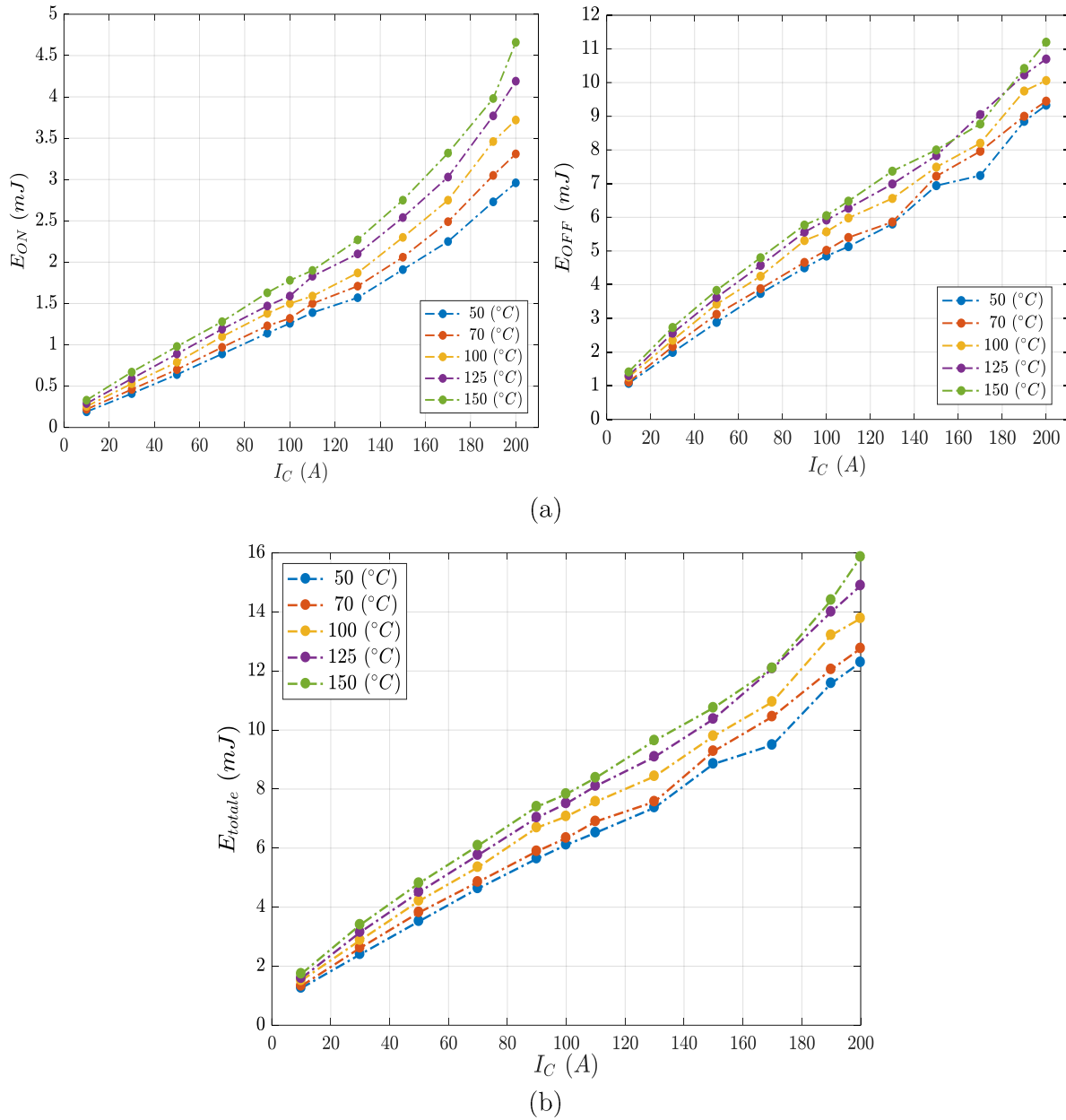


Figure 3.27: Energies de commutations en fonction du courant et de la température à l'amorçage au blocage (a) et totale (b) ($V_{bus} = 300V$, $R_{GON} = R_{GOFF} = 4\Omega$)

On observe une évolution de l'énergie dissipée au blocage qui varie relativement linéairement avec le courant, ce qui n'est pas le cas à la mise en conduction. Enfin, la forte dépendance des énergies dissipées au blocage et à la mise en conduction avec la température rappelle la nécessité de bien maîtriser ce paramètre au niveau de la jonction de l'IGBT lors des caractérisations.

III.1.4. Influence de l'inductance de maille sur les pertes par commutation

Selon la connectique retenue et les caractéristiques des condensateurs de filtrage DC, il est intéressant d'étudier l'influence de la valeur de l'inductance de la maille de commutation sur les énergies de commutation. Pour cela, des mesures des formes d'ondes et énergies de commutations sont effectuées pour deux valeurs distinctes de l'inductance de maille. A noter que l'augmentation de l'inductance de la maille est obtenue en rallongeant la connectique entre le condensateur de découplage et le module de puissance.

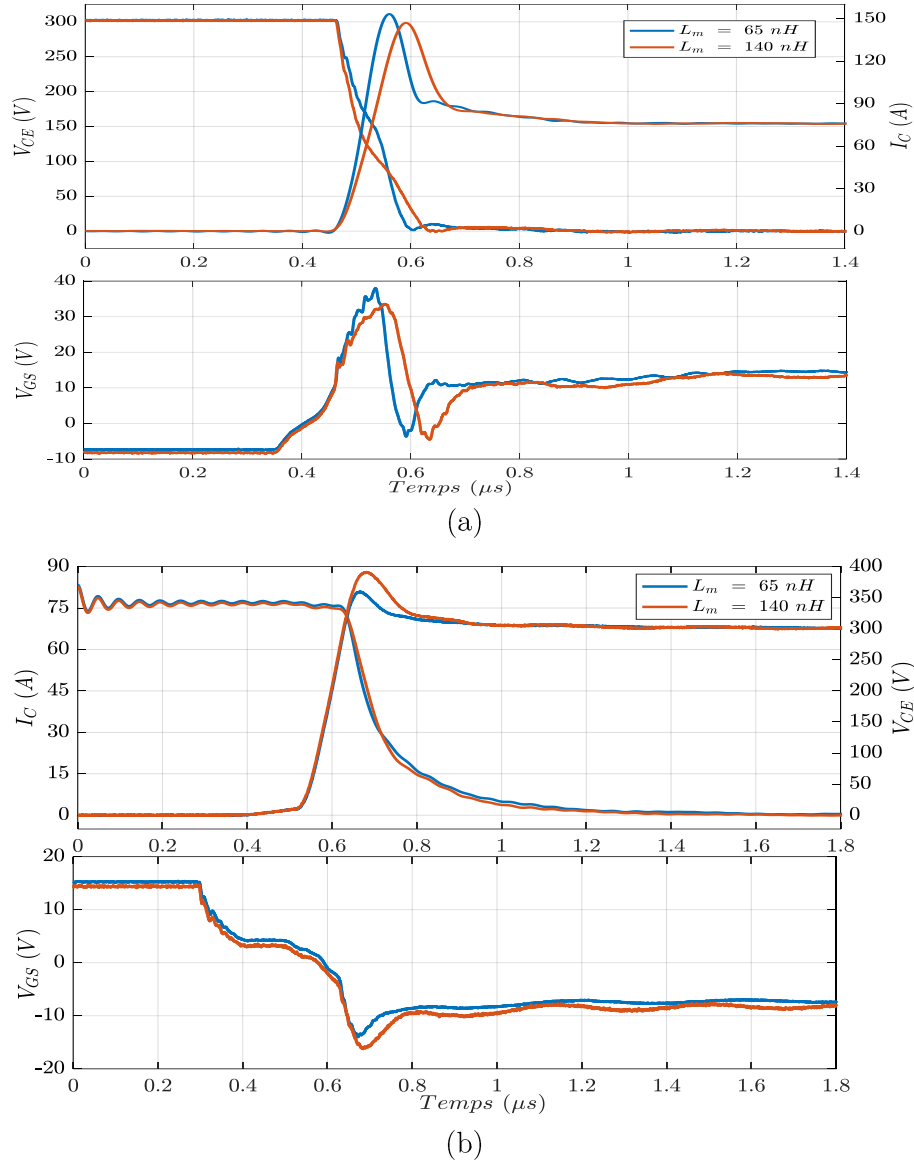


Figure 3.28 : Tensions et courant à l'amorçage (a) et au blocage (b) de l'IGBT pour différentes valeurs d'inductances de maille $L_m = [65-140] \text{ nH}$ ($V_{\text{bus}} = 300\text{V}$, $I_C = 80\text{A}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$; $R_G = 3.9 \Omega$)

Comme le montre la Figure 3.28, l'inductance de maille variant entre 65nH et 140 nH n'a que très peu d'effet sur l'allure du courant dans le transistor au blocage (contrôle de l'ouverture du courant collecteur par le courant de grille et le courant de charge) et nous observons logiquement une augmentation de la surtension au blocage qui influe légèrement sur les pertes dissipées au blocage comme l'indique la Figure 3.29 avec une très légère augmentation relative de l'énergie dissipée au blocage avec l'inductance de maille.

A l'amorçage, on constate logiquement une plus forte chute de tension aux bornes du transistor lors de la phase de montée du courant, avec également une diminution du dI_C/dt , et une très légère diminution du courant de recouvrement dans la diode de roue libre.

L'énergie dissipée à la mise en conduction varie ainsi considérablement avec l'inductance de maille, et lorsque l'inductance augmente, $E_{ON}(I_C)$ diminue (Figure 3.29).

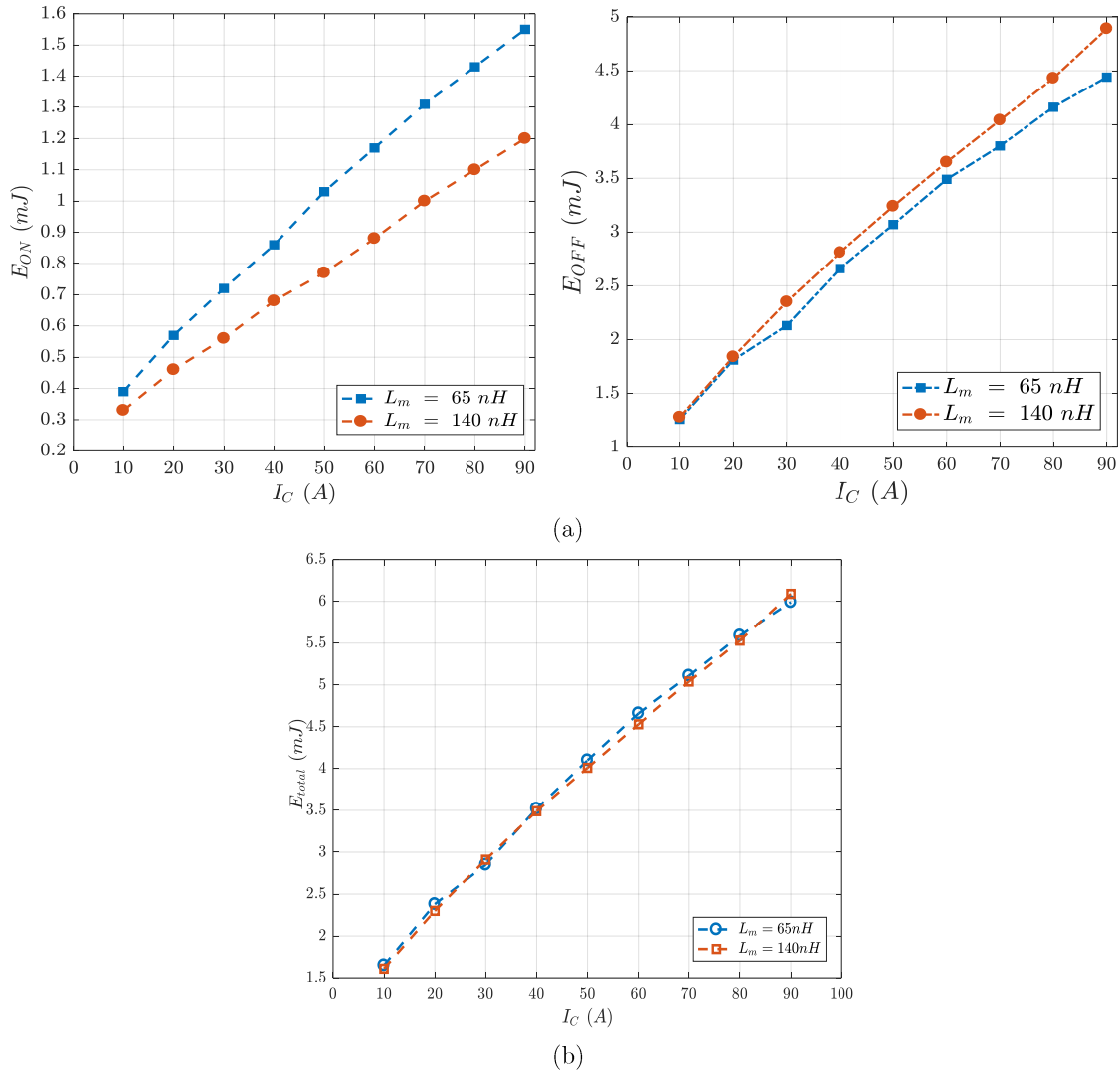


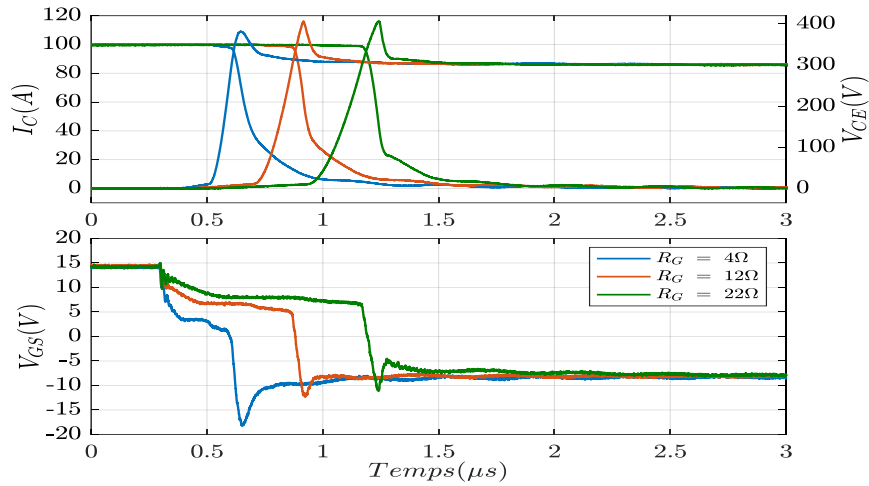
Figure 3.29 : Energies de commutation issues de la mesure pour $L_m=65$ & 140 nH ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_G = 3.9$ Ω) (a) amorçage & blocage (b) totale

La Figure 3.29 décrit les évolutions des énergies dissipées à la mise en conduction, au blocage et l'énergie totale somme des énergies dissipées à la mise en conduction et au blocage.

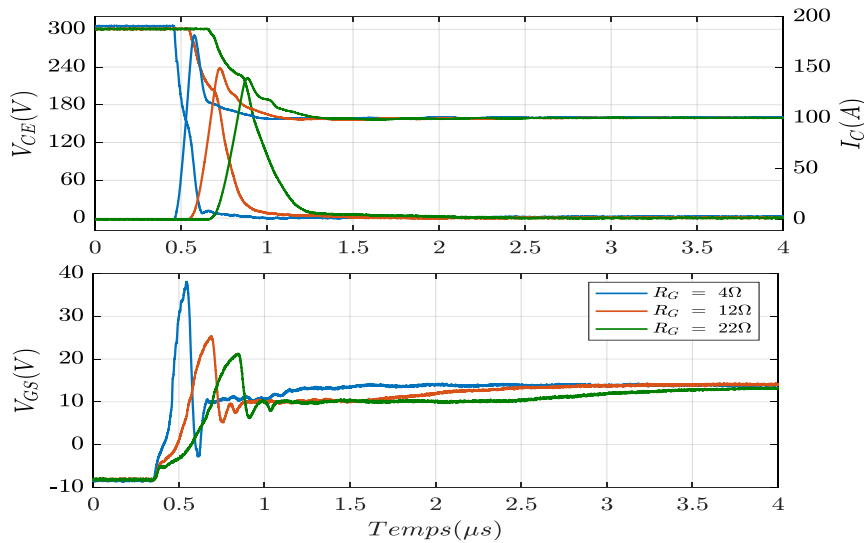
On peut observer que l'énergie de commutation est considérablement plus grande au blocage (d'un rapport d'environ 3) qu'à l'amorçage. Autrement dit, les pertes par commutation sont majoritairement dues au blocage de l'IGBT. L'augmentation de l'inductance de la maille de commutation entraîne une augmentation des pertes au blocage et une diminution des pertes à la mise en conduction. L'augmentation des pertes au blocage est principalement liée à l'augmentation de la surtension au blocage, l'inductance n'ayant que peu d'effet ici sur le dI_C/dt au blocage. La diminution des pertes à la mise en conduction est principalement liée à la chute de tension générée par cette inductance lors de la phase de croissance du courant. Les deux effets semblent bien se compenser ici pour les variations d'inductance considérées et on observe une relative indépendance des pertes totales à la valeur de l'inductance de la maille de commutation.

III.1.5. Influence de la résistance de grille sur les pertes par commutation

Dans cette partie, on s'intéresse à l'impact de la résistance de grille sur les pertes par commutation. Pour cela on trace l'évolution de ces énergies en fonction de la résistance de grille. Nous faisons varier cette résistance entre 4 et 39 Ω à la mise en conduction et au blocage. La Figure 3.30 présente les formes d'ondes au blocage et à l'amorçage de l'IGBT pour une tension DC de 300 V, un courant commuté de 100 A, une température de jonction de 150 °C et une résistance de grille valant 4, 12 et 22 Ω . Les relevés sont synchronisés par rapport aux ordres d'ouverture et de fermeture appliqués sur le circuit de commande rapproché, ce qui explique les retards constatés lorsque la résistance de grille augmente



(a)



(b)

Figure 3.30 : Tensions et courants au blocage (a) et à l'amorçage (b) de l'IGBT pour différentes valeurs de résistances de grille $R_G = [4; 12; 22] \Omega$ ($V_{bus} = 300 \text{ V}$, $I_C = 100 \text{ A}$, $T_J = 150 \text{ °C}$)

La résistance de grille contrôle la vitesse de commutation en courant et en tension. L'augmentation de cette résistance, fait apparaître une diminution de la surtension de grille lors de l'amorçage ainsi qu'un prolongement du plateau de Miller et une diminution de la surintensité à la mise en conduction de l'IGBT liée à une diminution du courant de recouvrement dans la diode.

Tableau 3.11 : dI_C/dt et dV_{CE}/dt à l'amorçage en fonction de la résistance de grille

Amorçage	4 Ω	12 Ω	22 Ω
I_{RRM} (A)	82	49	39
dV_{CE}/dt (kV/ μ s)	-1.8	-0.9	-0.6
dI_C/dt (kA/ μ s)	2	1.2	0.9

A l'amorçage, on observe une légère augmentation du dV_{CE}/dt dI_C/dt du lorsque la résistance de grille augmente.

Tableau 3.12: les dI_C/dt et dV_{CE}/dt au blocage en fonction de la résistance de grille

Blocage	4 Ω	12 Ω	22 Ω
ΔV_{CEmax} (V)	78.5	103.5	106.5
dV_{CE}/dt (kV/ μ s)	3.9	2.5	1.74
dI_C/dt (kA/ μ s)	-0.7	-1	-1.17

Au blocage, on observe une très nette réduction du dV_{CE}/dt , mais avec toutefois une légère augmentation du dI_C/dt lorsque la résistance de grille augmente. Il semble que le ralentissement de la montée en tension permette d'extraire une charge significative de la base du transistor bipolaire interne augmentant ainsi le dI_C/dt . C'est une propriété intéressante pour ce type d'IGBT qui peut nécessiter des résistances de grille très différentes au blocage et à l'amorçage.

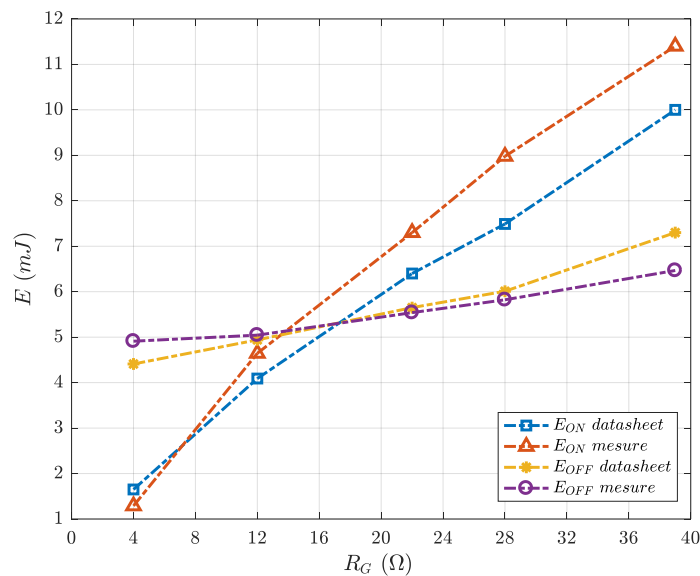


Figure 3.31 : Energies de commutation en fonction de la résistance de grille ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 125$ °C)

La Figure 3.31 compare les énergies dissipées à la mise en conduction et au blocage pour différentes résistances de grille variant de 3,9 à 39 Ω pour 125°C de température de jonction. On constate une bonne concordance entre mesures et données issues du datasheet pour cette valeur particulière du courant (100 A) au blocage. C'est un peu moins vrai à l'amorçage surtout pour de fortes valeurs de résistances de grille. On constate également une évolution modérée des pertes au blocage avec la résistance de grille, alors qu'elle est très significative à la mise en conduction.

III.1.6. Influence de la tension du bus DC sur les pertes par commutation

L'évolution des énergies dissipées lors du blocage et de l'amorçage de l'IGBT en fonction du courant de charge pour différentes tensions du bus DC variant entre 240 et 450 V à une température de jonction valant 150 °C sont présentées à la Figure 3.33.

On constate une relative indépendance du dI_C/dt au blocage avec la tension continue d'alimentation, alors que la vitesse de croissance du courant a tendance à augmenter avec la tension de bus à la mise en conduction. Cette caractéristique peut être liée à la décroissance de la capacité d'entrée avec la tension.

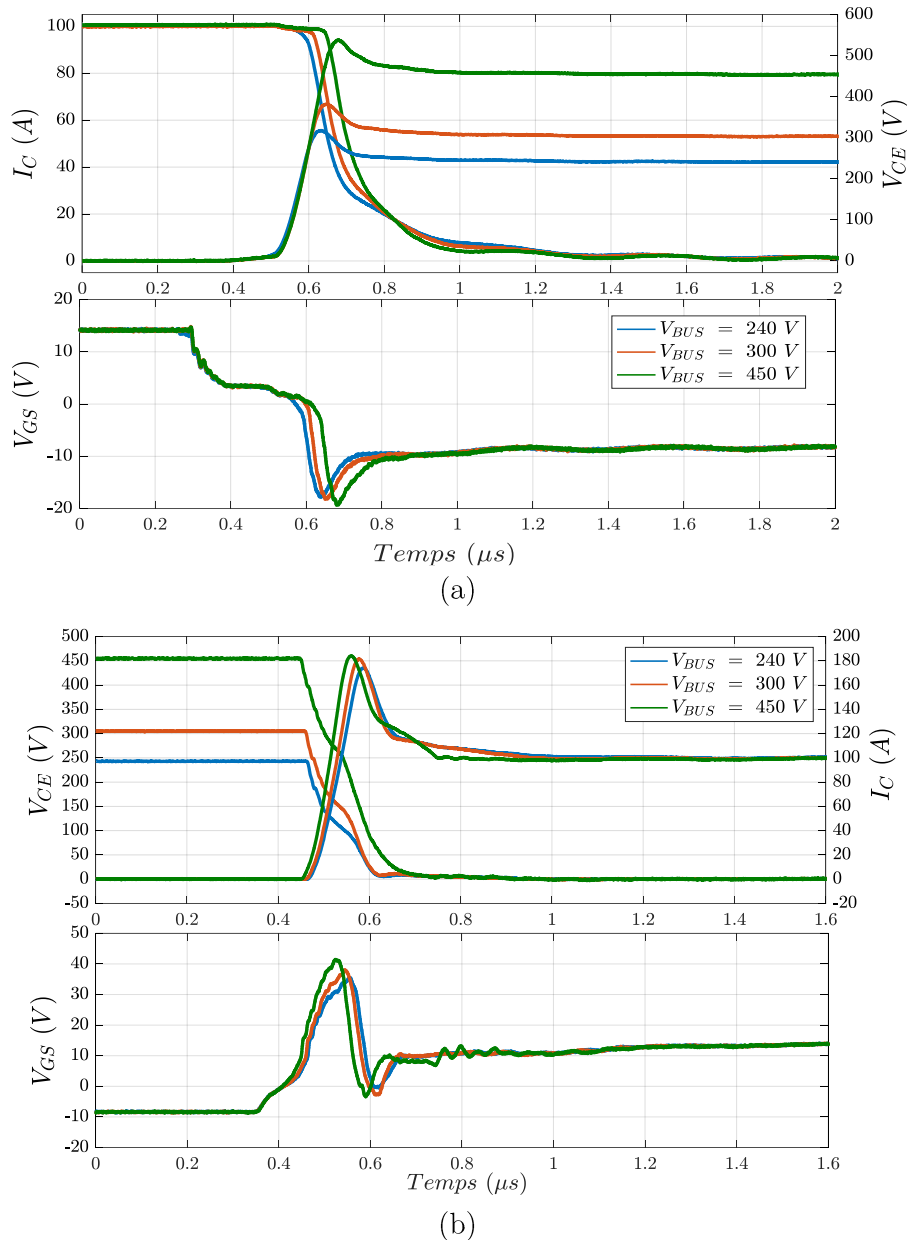


Figure 3.32 : Tensions et courants au blocage (a) et à l'amorçage (b) de l'IGBT pour différentes valeurs de tension d'alimentation, $V_{bus} = [240; 300; 450]\text{ V}$ ($R_G = 4\ \Omega$, $I_C = 100\text{ A}$, $T_J = 150\text{ °C}$)

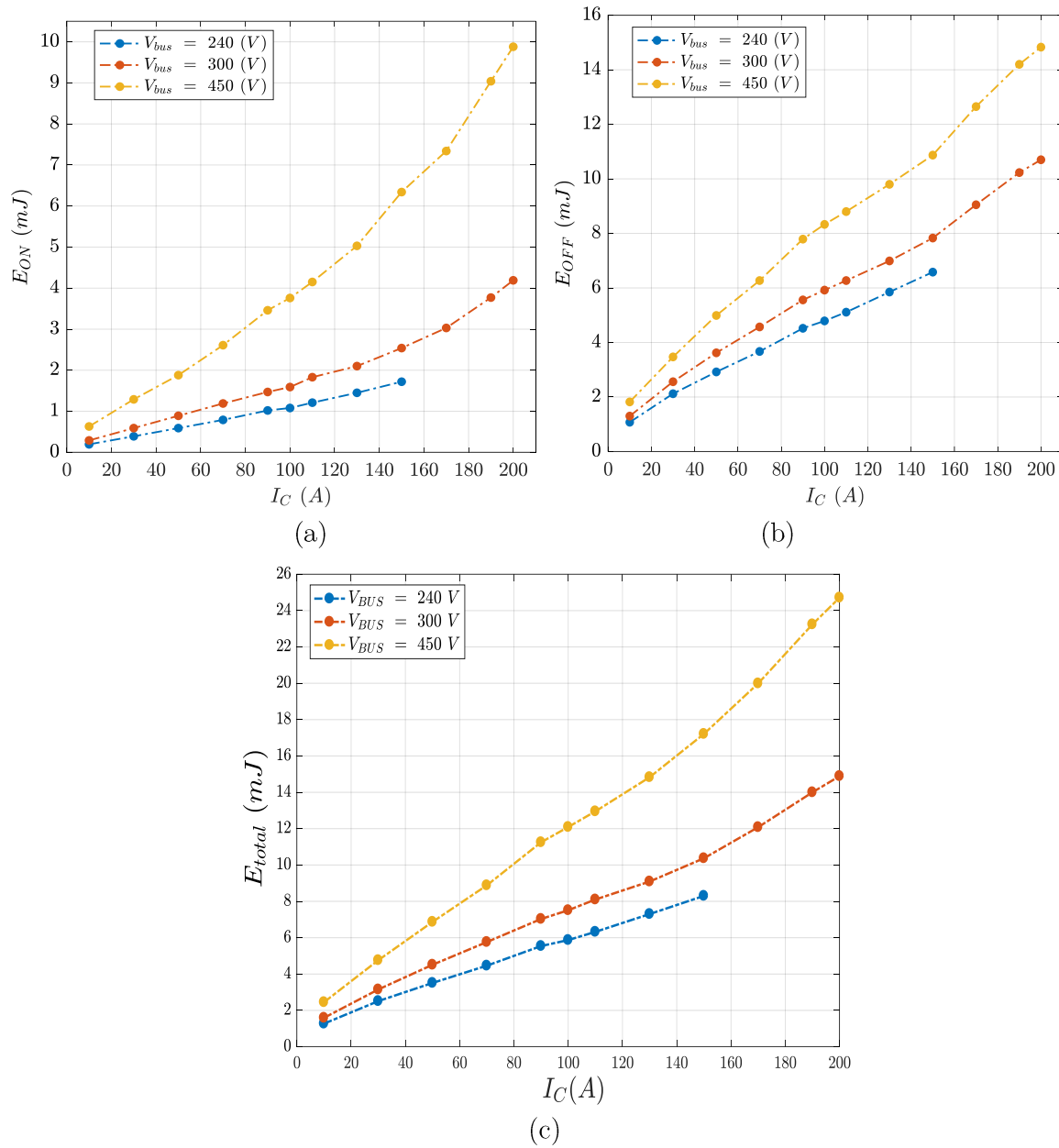


Figure 3.33 : Energies de commutation en fonction du courant pour différentes tensions du bus (a) amorçage, (b) blocage, (c) totale ($V_{bus} = 240, 300$ et 400 V, $T_J = 150$ °C, $R_G = 3.9$ Ω)

Ces données de variation de l'énergie dissipée avec la tension du bus d'alimentation continu ne sont pas disponibles dans les fiches techniques d'où les essais réalisés. D'autre part, ces caractéristiques sont extrêmement importantes dans le cas des applications automobiles du fait de l'évolution de la tension de la batterie pendant le fonctionnement du véhicule. Une estimation globale des pertes sur un profil de mission complet intégrant la décharge de la batterie nécessitera en effet de connaître et pouvoir modéliser l'évolution des pertes avec la tension du bus DC.

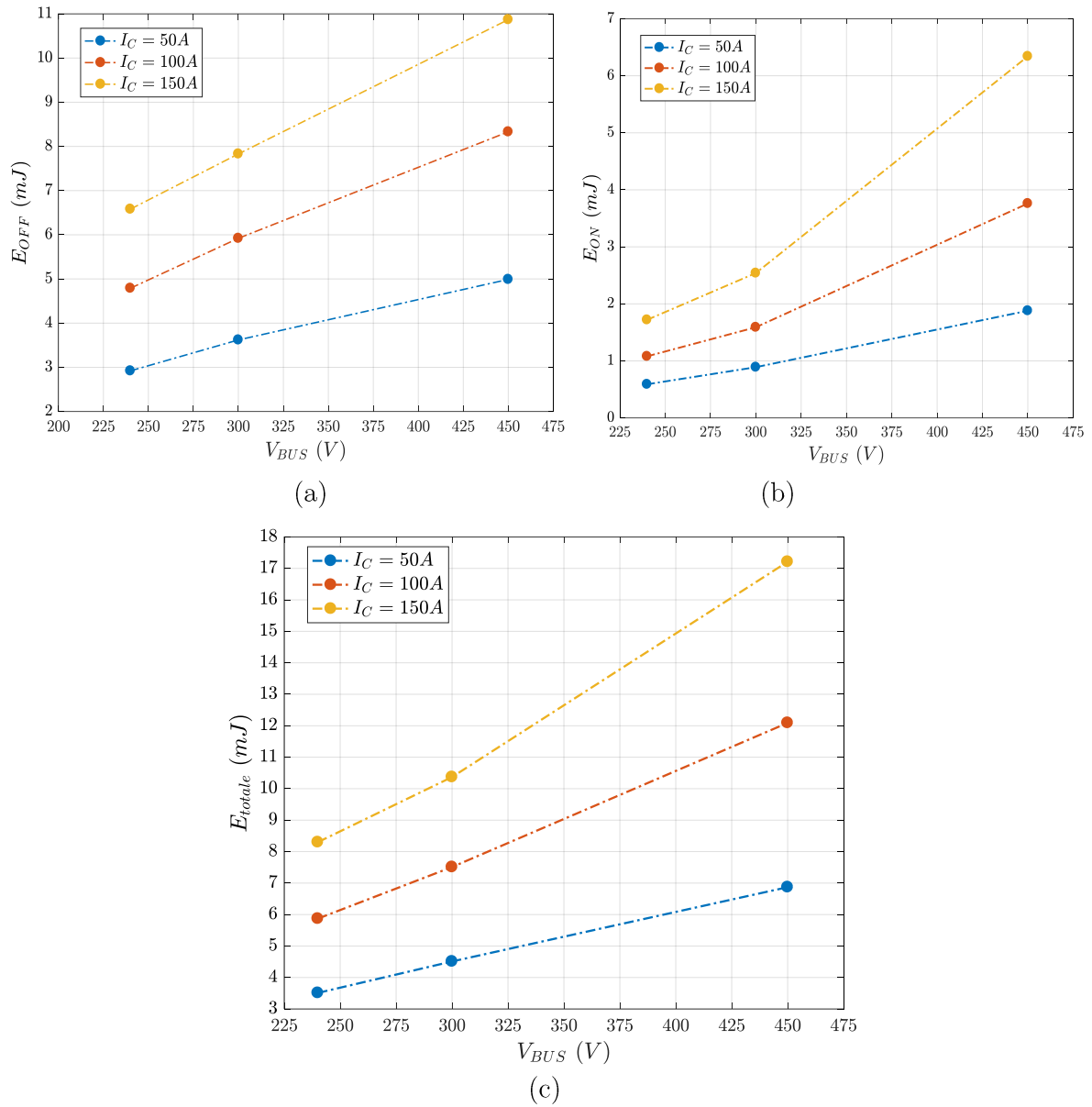


Figure 3.34 : Energies de commutation en fonction de la tension du bus pour différents courant commuté (a) amorçage, (b) blocage, (c) totale ($I_C = 50, 100$ et 150 A, $T_J = 150$ °C, $R_G = 3.9$ Ω)

III.2. Influence de la capacité du bus DC et de la tension V_{gate} sur les pertes par commutation

Sont regroupés dans cette partie, des essais supplémentaires effectués afin d'étudier l'influence de la tension de grille V_{gate} et de la capacité du bus DC sur les performances dynamiques et les énergies de commutation. La modification de la technologie de la capacité de découplage aura principalement une influence sur l'inductance de la maille de commutation (dont l'effet a déjà été analysé). Néanmoins, nous reprenons ici cette étude, dans le but cette fois d'analyser l'effet d'une technologie de condensateur sur les performances dynamiques, les valeurs des capacités étant également différentes. Nous noterons $C_{\text{high-L}}$ la capacité Epcos d'une valeur 560 μF et d'inductance parasite égale à 18 nH et $C_{\text{low-L}}$ la capacité Eurofarad d'une valeur de 250 μF et d'inductance parasite égale à 45 nH.

Concernant l'étude de l'influence des circuits de commande rapprochée, le driver Concept délivrera une tension V_{gate} variant entre -8 V (état bloqué) et +15 V (état passant) alors que le driver Infineon délivrera des tensions V_{gate} variant entre -15 V et +15 V. Le niveau de tension appliqué entre grille et source à l'état bloqué influera directement sur la valeur du courant transitoire de grille à l'amorçage et au blocage, et là encore, cette étude a en partie été menée lors de l'analyse de l'influence de la résistance de grille. Il nous semble toutefois important de vérifier l'influence de la tension négative indépendamment du courant de grille.

III.2.1. Amorçage de l'IGBT

La Figure 3.35 présente le résultat obtenu lors du blocage de l'IGBT pour une tension de bus E de 300 V, un courant commuté I_C de 100 A, une température de jonction T_J de 150 °C, une résistance de grille R_{GON} de 4 Ω et une tension V_{gate} variable, et pour deux condensateurs différents.

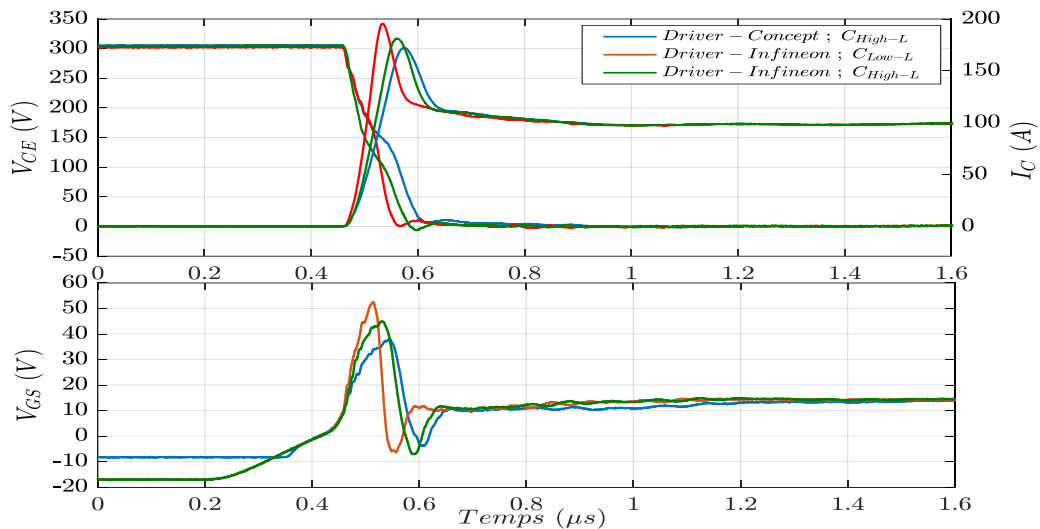


Figure 3.35 : Tensions et courant à l'amorçage de l'IGBT ($V_{\text{bus}} = 300 \text{ V}$, $I_C = 100 \text{ A}$, $T_J = 150 \text{ °C}$; $R_{\text{GON}} = 4 \Omega$)

Pour une même capacité de bus DC, le changement de driver n'a que peu d'influence sur les formes d'ondes à la commutation d'amorçage, avec uniquement ici une très légère

augmentation du courant de recouvrement dans la diode de roue libre liée à une légère augmentation du dI_C/dt à la mise en conduction. L'effet est beaucoup plus significatif avec le changement de la capacité de bus DC. En effet, la capacité présentant la plus faible inductance parasite est responsable d'un dI_C/dt considérablement plus élevé ce qui se traduit cette fois par une augmentation importante du courant inverse maximal de recouvrement.

III.2.2. Blocage de l'IGBT

La Figure 3.36 présente un exemple de formes d'onde au blocage de l'IGBT pour une tension de 300 V, un courant commuté de 100 A, une résistance de grille de 4 Ω , une température de jonction de 150 °C et une tension de grille variable.

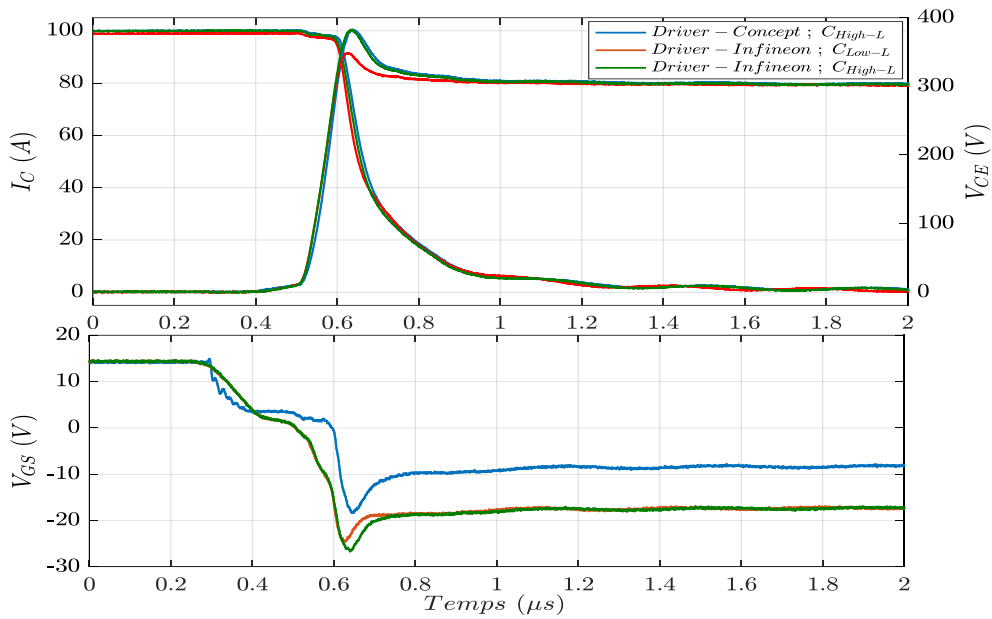


Figure 3.36 : Tensions et courant au blocage de l'IGBT ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C ; $R_{GOF} = 4$ Ω)

Ici encore, et malgré un effet significatif sur la tension V_{GS} , le niveau de polarisation négative imposé par le driver n'a que peu d'effet sur les évolutions temporelles du courant collecteur et de la tension V_{CE} .

Par contre, la capacité de plus forte inductance parasite est responsable d'une surtension plus élevée au blocage, ce qui se traduira par une estimation de l'énergie dissipée au blocage plus élevée.

En faisant varier la tension de grille V_{gate} de -15 V à -8 V et la capacité du bus DC, le courant $I_C(t)$ reste sensiblement inchangé par contre, on observe une surtension plus importante sur la tension $V_{CE}(t)$ due à la variation de l'inductance de la maille de commutation suite à la variation de la connectique entre la capacité et le module de puissance.

III.2.3. Variation des pertes en commutation en fonction du courant commuté

D'après les formes d'onde de tensions et de courants lors du blocage et de l'amorçage de l'IGBT, en faisant varier le courant commuté de 10A à 200A soit deux fois le courant nominal, et pour une tension V_{bus} de 300V, une température de jonction de 150°C et une tension de grille V_{gate} variable, nous obtenons les résultats présentés à la Figure 3.37.

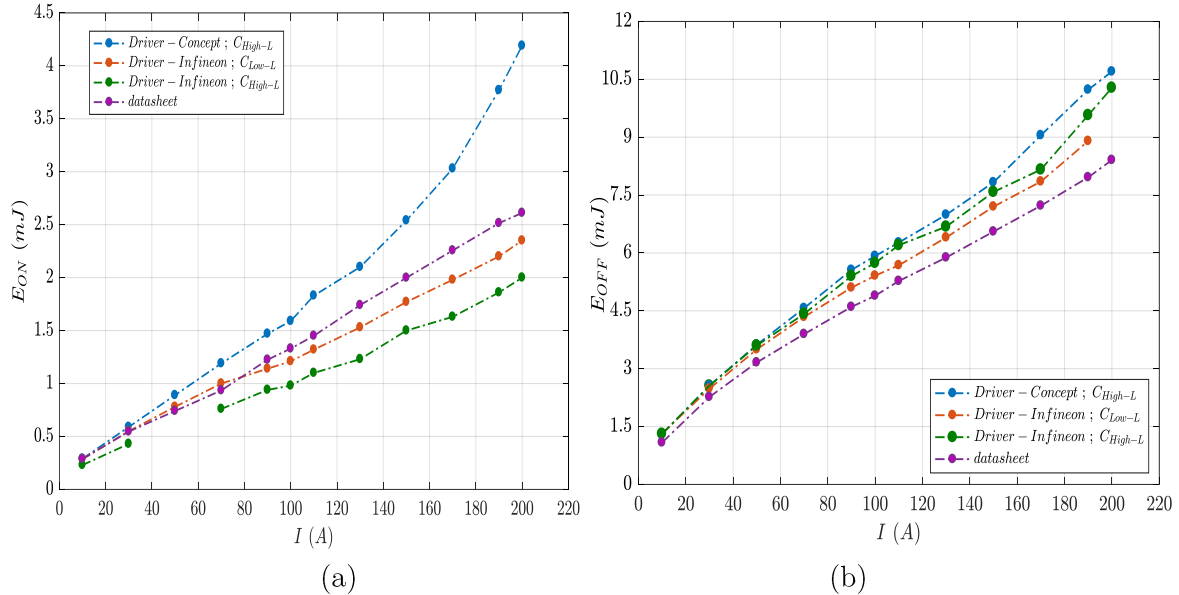


Figure 3.37 : Energies de commutations en fonction du courant à l'amorçage (a) au blocage (b)
($V_{bus} = 300$ V, $R_{GON} = R_{GOFF} = 4$ Ω , $T_J = 150$ °C)

Cette figure compare les résultats des énergies de commutations à la mise en conduction et au blocage de l'IGBT pour les deux drivers et les deux capacités de bus DC. Ces résultats sont comparés aux données issues du datasheet fournies par le fournisseur du module de puissance.

Concernant l'énergie au blocage de l'IGBT, elle semble peu influencée par la variation de la tension de commande ainsi que l'inductance de la maille de commutation. On constate toutefois une variation de l'ordre de 19 % au courant nominal (100 A) entre les données issues du datasheet et les mesures effectuées avec le driver Concept (-8/+15 V) et la capacité de plus forte inductance parasite. Au double du courant nominal, l'écart peut atteindre 25 %. Dans tous les cas de figure, les données issues du datasheet sous estiment les pertes au blocage.

L'effet est plus marqué à l'amorçage. La configuration « driver Concept + Capacité à forte inductance parasite » génère des pertes à la mise en conduction supérieures aux données du datasheet de l'ordre de 12 % au courant nominal et de 39 % au double du courant nominal (200 A). Par contre, les pertes à la mise en conduction dans la configuration « driver infineon + capacité à faible inductance parasite » sont significativement plus faibles que les données issues du datasheet, de l'ordre de -12 % au courant nominal et de -15 % à 200 A.

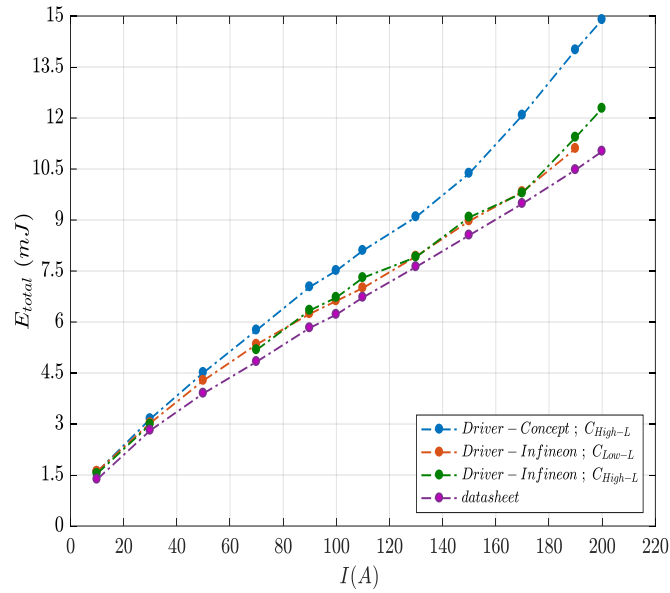


Figure 3.38 : Energie totale dissipée en fonction du courant ($V_{\text{bus}} = 300 \text{ V}$, $R_G = 4 \Omega$, $T_J = 150 \text{ °C}$)

La Figure 3.38 présente l'énergie totale $E_{\text{total}} = E_{\text{ON}} + E_{\text{OFF}}$ en fonction du courant commuté allant jusqu'à deux fois le courant nominal, pour les deux driver et deux capacités de découplage en la comparant à l'énergie totale fournie par la datasheet.

On constate une nouvelle fois la faible influence de l'inductance de maille sur l'énergie totale à travers les mesures effectuées avec le driver infineon et les deux capacités pour les mesures effectuées avec le driver infineon. On constate également qu'avec ce driver délivrant des niveaux de tension comparables aux spécifications de test du datasheet ($-15/15 \text{ V}$), les mesures effectuées sont très proches des données issues du datasheet.

Par contre, l'énergie totale dissipée est fortement influencée par les niveaux de tension du driver (ou plus précisément par le courant de grille) et dans le cas d'un driver « Concept » on constate une énergie totale mesurée supérieure aux données du datasheet de l'ordre de 20 % à 100 A et de 30 % à 200 A.

Après le choix du driver, il sera aussi intéressant d'étudier l'impact de la résistance de grille sur les énergies de commutations d'un IGBT en silicium dans une cellule de commutation en variant la tension de commande et la capacité du bus DC qui elle influence l'inductance de maille.

III.2.4. Influence de la résistance de grille sur les pertes par commutation

La Figure 3.39 présente l'énergie dissipée lors de la mise en conduction en variant la résistance de grille entre 4 et 22 Ω pour une tension de 300 V, un courant commuté de 100 A et une température de jonction de 150 °C. Les essais en faisant varier la tension de grille ainsi que l'inductance de maille sont comparés aux données issues de la datasheet.

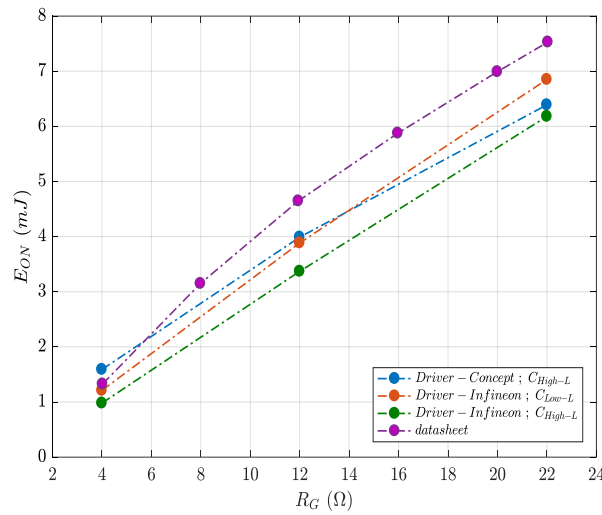


Figure 3.39 : Energies de commutations en fonction de la résistance de grille à l'amorçage ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C)

D'après la Figure 3.39, l'énergie dissipée lors de la mise en conduction de l'IGBT Si varie sensiblement linéairement en fonction de la résistance de grille.

$$E_{ON}(R_G) = a \cdot R_G + b \quad (62)$$

Avec a et b , les coefficients de la droite.

La courbe issue du datasheet fournie par le fournisseur du module de puissance surestime les pertes à la mise en conduction à partir d'une résistance de grille de 6Ω par rapport aux mesures effectuées dans les différentes configurations. Pour la même tension V_{gate} , on observe d'après la Figure 3.39 que pour des résistances de grille faibles, l'inductance de maille na que peu d'influence sur les énergies de commutation. Par contre l'écart devient plus important en augmentant la résistance de grille. Si on compare maintenant les courbes avec la même inductance de maille mais en faisant varier la tension V_{gate} , l'énergie de commutation n'est pas impacté par la variation des résistances de grille pour des résistance plus grande mais l'écart est plus marqué pour des résistance de grille plus petite.

Intéressons-nous maintenant à l'impact de ces paramètres sur l'énergie de commutation au blocage de l'IGBT Si.

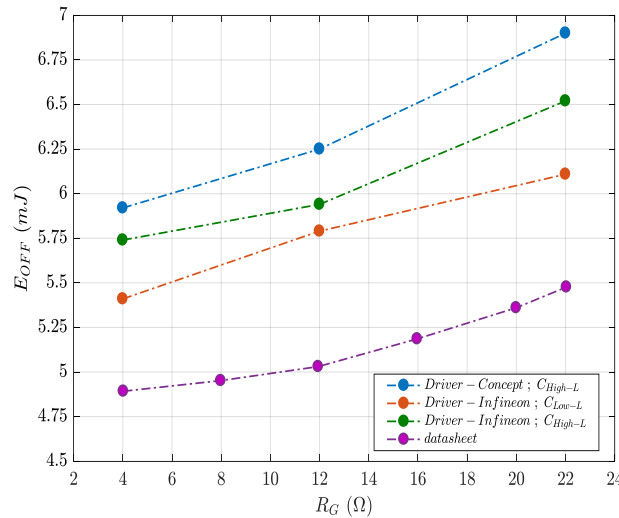


Figure 3.40 : Energies de commutations en fonction de la résistance de grille au blocage ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C)

La variation de l'énergie au blocage en fonction de la résistance de grille est sensiblement linéaire.

$$E_{OFF}(R_G) = c \cdot R_G + d \quad (63)$$

Avec c et d sont les coefficients du polynôme.

Ici, pour la commutation de blocage, les données issues du datasheet sous estiment considérablement les mesures effectuées pour les deux drivers évalués et les deux inductances de maille.

Il est alors intéressant de voir l'impact de la résistance de grille sur la somme des énergies dissipées lors de la commutation de l'IGBT Si c'est-à-dire l'énergie totale en fonction de la résistance de grille. Ces résultats sont présentés sur la Figure 3.41.

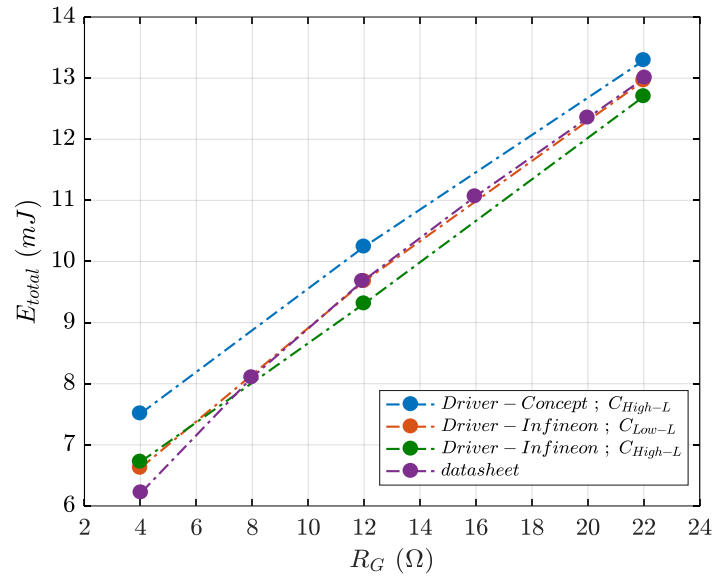


Figure 3.41: Energies dissipées à la commutation en fonction de la résistance de grille ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C)

Concernant l'énergie totale dissipée lors des commutations de l'IGBT Si en fonction de la résistance de grille peuvent être approximer par une droite de type

$$E_{total}(R_G) = E_{ON}(R_G) + E_{OFF}(R_G) = \alpha \cdot R_G + \beta \quad (64)$$

Avec a et b des coefficients de la droite (Tableau 3.13).

Tableau 3.13 : coefficients de la droite $E_{total}(R_G)$

	α	β
Driver-concept : C_{High-L}	0.32	6.3
Driver-Infineon : C_{Low-L}	0.35	5.3
Driver-Infineon : C_{High-L}	0.33	5.4
datasheet	0.37	5

En faisant la somme des énergies, les écarts constatés à la mise en conduction et au blocage pris séparément se compensent et finalement les écarts entre les données issues du datasheet et les

mesures sont relativement faibles et ce, d'autant plus que la résistance de grille augmente. Ces observations confortent le fait qu'il sera intéressant de comparer non pas les énergies au blocage et à la mise en conduction mais l'énergie totale.

On constate également une excellente concordance entre les données issues du datasheet et les mesures effectuées dans la configuration « driver infineon + faible inductance de maille ».

On observe également que si l'énergie totale dissipée ne semblait pas dépendre de l'inductance de maille à $R_G = 4 \Omega$, c'est un peu moins vrai pour une résistance de grille plus élevée.

Dans ce qui suit, l'impact de la tension du bus DC sur les pertes en commutation sera étudié.

III.2.5. Influence de la tension du bus DC sur les pertes par commutation

Les Figure 3.42 et Figure 3.43 présentent les énergies dissipées lors de la commutation de l'IGBT Si pour une tension de bus valant 240, 300 et 450 V, un courant commuté de 100 A, une température de jonction de 150 °C et une résistance de grille de 4 Ω .

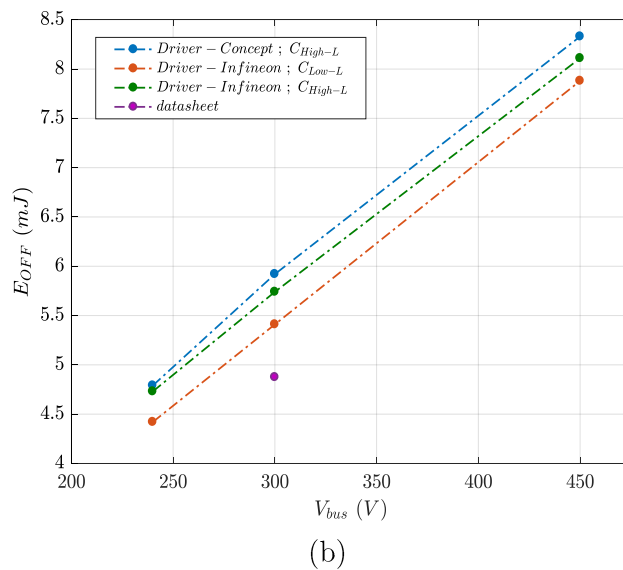
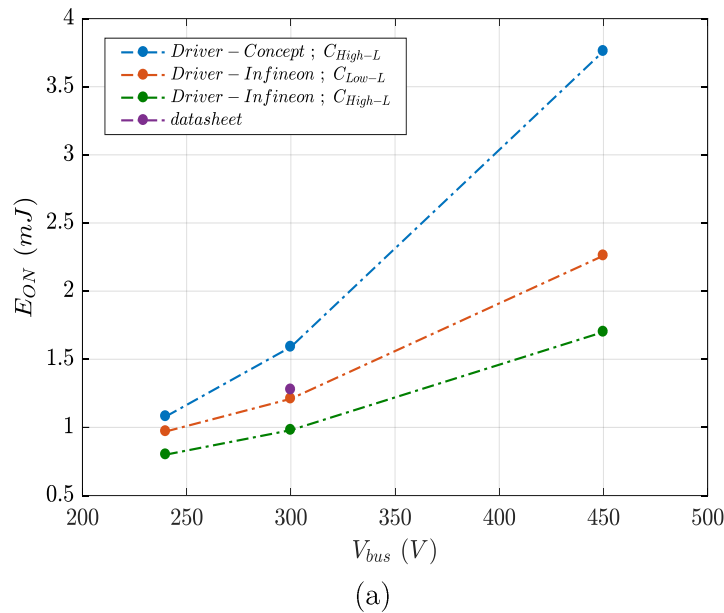


Figure 3.42 : Energies de commutations en fonction de la tension du bus DC à l'amorçage (a) et au blocage (b) ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_{GON} = R_{GOFF} = 4 \Omega$)

Comme, le montre la Figure 3.42, la courbe issue du datasheet ne contient qu'un seul point, cela est dû à l'unique information fournie par le fournisseur du module de puissance et ce pour le point nominal soit 100 A - 300 V. Les tensions de 240 V et 450 V représentent respectivement les valeurs minimales et maximales de la tension batterie.

L'énergie de commutation au blocage de l'IGBT varie de façon quasi linéaire avec la tension du bus DC. Elle est peu influencée par la tension de grille V_{gate} délivrée par le driver et par la valeur de l'inductance de maille contrairement à l'énergie dissipée lors de la mise en conduction de l'IGBT.

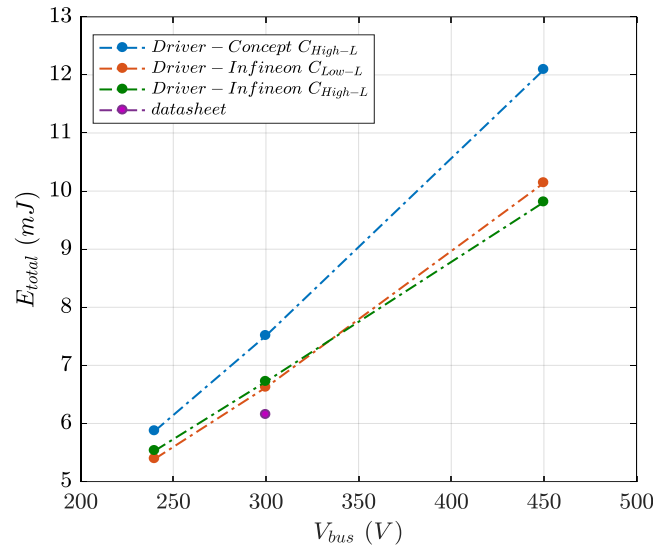
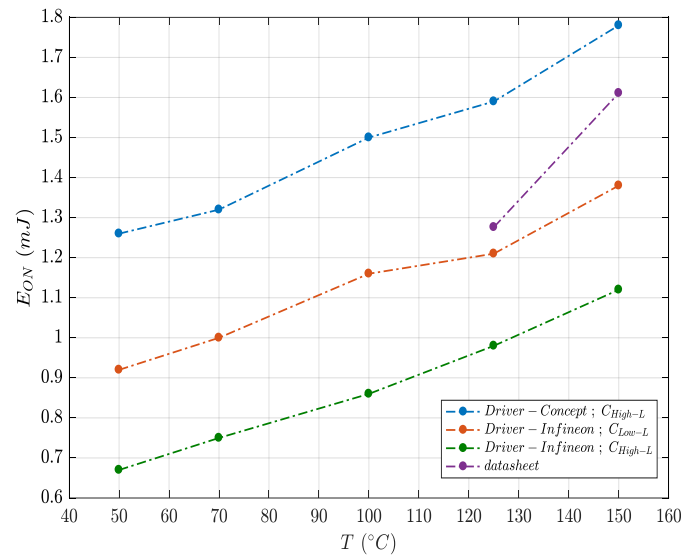


Figure 3.43 : Energies dissipée à la commutation en fonction de la tension du bus DC ($V_{bus} = 240$, 300 et 450 V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_G = 4$ Ω)

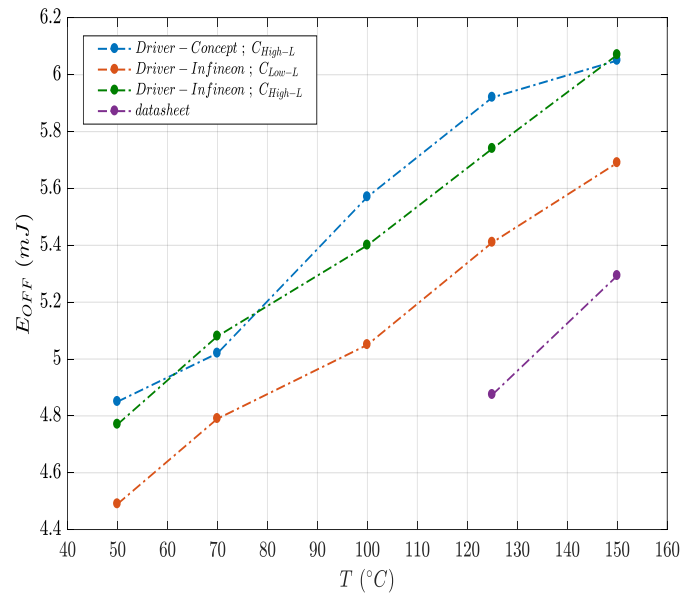
L'énergie dissipée au blocage étant plus élevée que celle dissipée à la mise en conduction, on retrouve une variation quasi linéaire de l'énergie totale dissipée en fonction de la tension du bus, sur la plage de tension étudiée. Cette énergie est dépendante ici de la valeur de la tension délivrée au blocage (-8 ou -15 V), mais par contre, et comme cela a déjà été précisé, dépend peu de l'inductance de la maille de commutation.

III.2.6. Influence de la température de jonction sur les pertes par commutation

Les figures suivantes présentent les énergies au blocage et à l'amorçage de l'IGBT pour une tension de 300 V, un courant commuté de 100 A, une résistance de grille de 4 Ω et une température de jonction variant entre 50 et 150 °C.



(a)



(b)

Figure 3.44 : Energies de commutations en fonction de la température de jonction à l'amorçage (a) et au blocage (b) ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $R_{GON} = R_{GOFF} = 4$ Ω)

On retrouve sur la caractéristique montrant l'évolution de l'énergie totale avec la température une influence importante de la tension délivrée par le circuit de commande rapprochée au blocage. Par contre, l'évolution avec la température (pente) est relativement comparable dans les deux cas de figure (blocage sous -8 V ou -15 V). L'inductance de maille a par contre un impact très limité sur l'énergie totale dissipée, et ce quelle que soit la température de la puce.

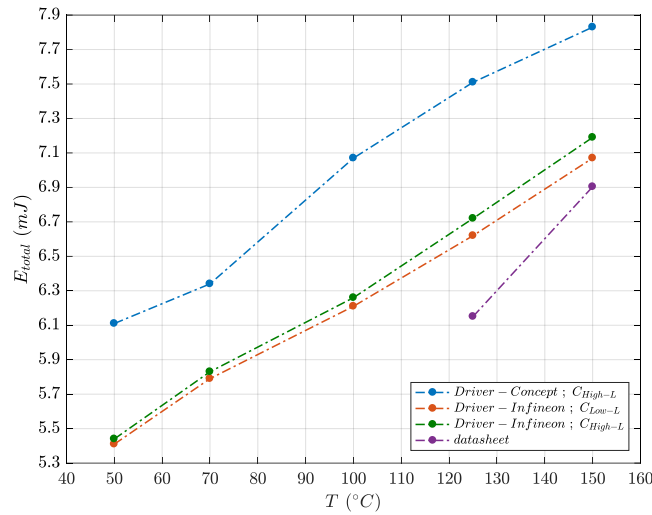


Figure 3.45 : Energies totales de commutation en fonction de la température de jonction ($V_{bus} = 300 \text{ V}$, $I_C = 100 \text{ A}$, $R_G = 3.9 \Omega$)

La Figure 3.45 montre une variation relativement linéaire de l'énergie totale dissipée en fonction de la température. Bien que le datasheet ne fournisse cette énergie que pour deux température de jonction, il semble bien que les coefficients directeurs soient différents et qu'une caractérisation préalable de l'énergie dissipée en fonction de la température soit nécessaire afin d'évaluer les pertes par commutation sur une large gamme de température. Si l'écart entre la donnée issue du datasheet et celle mesurée soit de l'ordre de 3 % dans le cas de la commande entre +15 V et -15 V et une inductance de maille minimale pour 150 °C, il est de 8 % à 125 °C.

III.3. Synthèse

En comparant les résultats obtenus aux données issues du datasheet, les différentes caractérisations effectuées montrent :

- Une relative bonne concordance concernant l'influence du courant commuté et de la résistance de grille sur l'évolution des pertes par commutation
- Une relative indépendance des pertes par commutation à l'inductance de maille
- Une variation des pertes par commutation proportionnelle à la tension du bus DC
- Une variation sensiblement linéaire des pertes par commutation avec la température de jonction, mais sans concordance avec les données issues du datasheet, ce qui nécessitera obligatoirement des caractérisations préalables afin de pouvoir estimer ces pertes sur de larges plages de température.
- Une forte dépendance des pertes par commutation au courant de grille et donc de R_G et/ou de la tension négative délivrée par le driver. Là encore, dans des conditions d'utilisation différentes de celles utilisées par les fabricants pour l'obtention des énergies de commutation, les différences entre données issues du datasheet et mesures peuvent être considérables.

Ces différentes observations ont montré que l'énergie de commutation totale évolue avec la tension de bus DC, la température de jonction, le courant commuté et la résistance de grille. Toutefois, ces observations n'ont pas toutes été formulées de façon analytique. Il est donc intéressant d'établir un modèle de cette énergie en fonction de ces différents paramètres. Nous choisissons d'estimer l'énergie totale et non de distinguer la mise en conduction du blocage. Nous

faisons l'hypothèse que cette énergie totale peut s'écrire sous la forme :

$$E_{totale}(T_j, I_C, V_{bus}, R_G) = X(T_j, I_C) * Y(V_{bus}) * Z(R_G, I_C, T_j) \quad (65)$$

Où $X(T_j, I_C)$ est l'énergie dépendant de la température de jonction T_j et du courant du collecteur I_C . Les fonctions Y et Z quant à elles sont des facteurs correctifs mettant en évidence la dépendance des énergies de commutations à la tension du bus DC pour l'une et à la résistance de grille pour l'autre.

Nous avons montré que l'énergie totale dissipée est une fonction linéaire de la tension bus DC (Figure 3.43). De plus, en analysant la Figure 3.27, l'énergie totale en fonction du courant commuté peut être approximée par une fonction polynomiale d'ordre 3, dont les coefficients sont en fonction de la température de jonction. Ainsi, on peut écrire :

$$X(T_j, I_C) \cdot Y(V_{BUS}) = \frac{V_{BUS}}{V_{ref}} (a(T_j) \cdot i^3(t) + b(T_j) \cdot i^2(t) + c(T_j) \cdot i(t) + d(T_j)) \quad (66)$$

Où V_{ref} est la tension de référence donnée dans la datasheet ($V_{ref} = 300V_{dc}$ pour le module FS100R07PE4).

Pour déterminer l'expression de $Z(R_G, T_j, I_C)$, nous traçons l'énergie de commutation normalisée à l'énergie totale dissipée à la résistance de grille de référence ($R_G = 4 \Omega$ pour le module FS100R07PE4 étudié). Nous représentons ici cette énergie pour plusieurs courants commutés, pour deux températures le tout en fonction de la résistance de grille. Les courbes résultantes sont représentées sur la Figure 3.46.

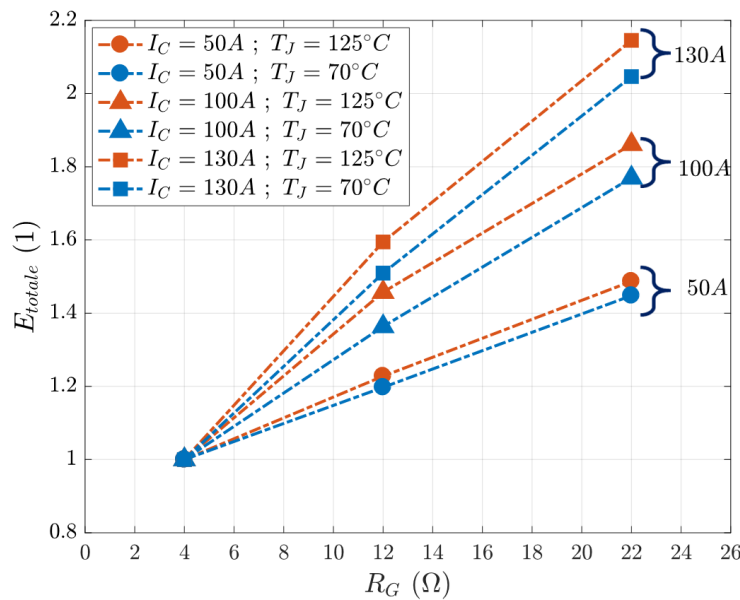


Figure 3.46 : Energie normalisée en fonction du courant, de la résistance de grille et de la température de jonction

La Figure 3.46 forme un réseau de droites confondues avec une erreur maximale de 3 % à courant donné. L'effet de la température sur la variation de l'évolution de l'énergie normalisée avec la résistance de grille est faible devant l'effet du courant. Nous considérons cette dernière indépendante de la température de jonction.

En retraçant cette énergie pour plusieurs courants commutés et pour une même température de jonction (125 °C), on constate qu'elle peut être approximée par une équation de droite en fonction de la résistance de grille et dont le coefficient directeur est une fonction du courant commuté (Figure 3.47).

Ainsi, la dérivée partielle de $Z(R_G, I_C)$ par rapport à la résistance de grille s'écrit à courant donné:

$$\left. \frac{\partial Z(R_G, I_C)}{\partial R_G} \right|_{I_C=cst} = C(I_C) \quad (67)$$

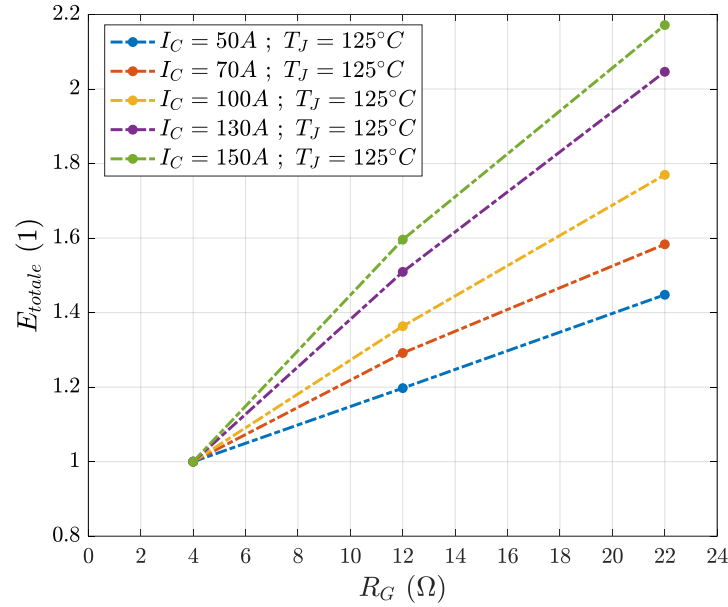


Figure 3.47 : Energie totale dissipée en fonction de la résistance de grille, pour plusieurs courants commutés et pour une température de jonction donnée

Soit :

$$Z(R_G, I_C) = 1 + C(I_C)(R_G - R_{Gref}) \quad (68)$$

Pour déterminer $C(I_C)$, on trace les différents coefficients directeurs de la Figure 3.47. Leurs évolutions sont approximées par une fonction linéaire (Figure 3.48).

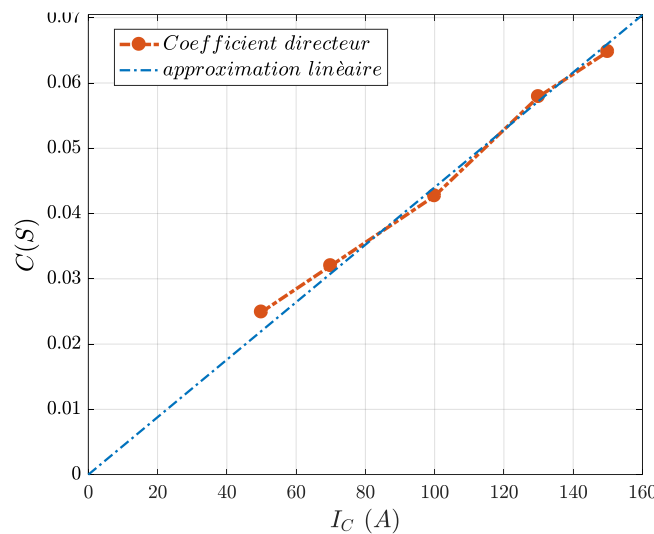


Figure 3.48 : Coefficients directeurs en fonction du courant

On en déduit alors :

$$C(I_C) = \zeta \cdot I_C \quad (69)$$

Avec $\zeta = 0.000432V^{-1}$ dans le cas du module FS100R07PE4.

L'Equation (65) peut alors se réécrire :

$$\begin{aligned} E_{total}(T_j, I_C, V_{BUS}, R_G) &= \frac{V_{BUS}}{V_{ref}} [(a(T_j) \cdot i^3(t) + b(T_j) \cdot i^2(t) + c(T_j) \cdot i(t) + d(T_j)) \\ &\quad * (1 + C(I_C) \cdot (R_G - R_{Gref}))] \end{aligned} \quad (70)$$

Pour vérifier l'adéquation de ce modèle avec nos relevés, on compare les résultats obtenus entre ce modèle et plusieurs relevés expérimentaux dans lesquels varient le courant, la température de jonction et la résistance de grille. Pour cela, nous traçons l'évolution de l'énergie dissipée dans deux cas :

- En fonction du courant et pour plusieurs résistances de grille (Figure 3.49).
- En fonction de la résistance de grille et pour plusieurs valeurs de courant commuté (Figure 3.50).

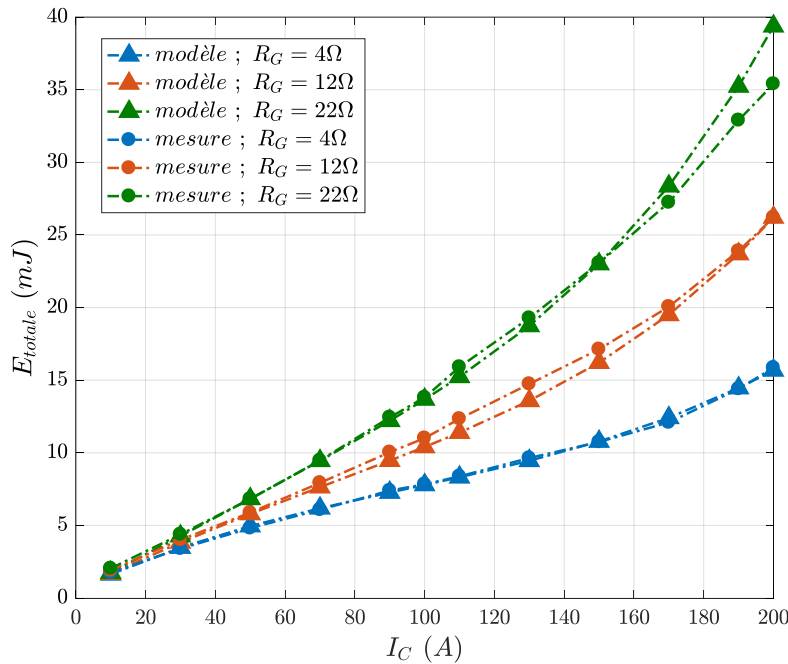


Figure 3.49 :Energie dissipée en fonction du courant commuté et de plusieurs résistances de grille ($R_G = [4 ; 12 ; 22] \Omega$; $T_j = 150^\circ C$, module IGBT Si FS100R07PE4)

Les modèles des Figure 3.49 et Figure 3.50 sont tracés pour une température de jonction $T_j = 125^\circ C$ et une tension $V_{BUS} = 300 V_{DC}$.

D'après cette figure, nous pouvons constater que l'énergie de commutation estimée avec le modèle suit bien la tendance des mesures: elle augmente avec le courant commuté et avec la résistance de grille.

Par ailleurs, l'erreur entre la mesure et le modèle reste limitée. Elle ne dépasse pas les 10 %.

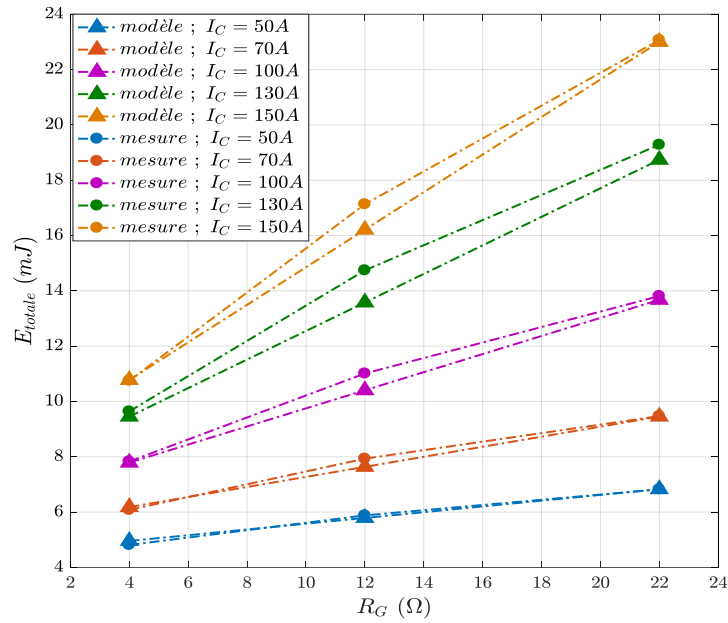


Figure 3.50 : Energie dissipée en fonction de la résistance de grille et de plusieurs courants commutés ($I_C = [50 ; 70 ; 100 ; 130 ; 150]$ A ; $T_j = 150$ °C , module IGBT Si FS100R07PE4)

Ces écarts peuvent s'expliquer par les estimations faites sur les expressions et les coefficients du modèle, néanmoins, cela donne une bonne tendance de l'énergie totale dissipée en commutation suivant plusieurs paramètres et pour différents points de fonctionnement qui ne sont pas fournis par le fabricant.

Nous nous servirons donc de ce modèle dans le chapitre 4 pour l'estimation des pertes dans des structures d'onduleurs à 2 et 3 niveaux.

L'influence de différents paramètres électriques ayant été établie et modélisée pour l'énergie de commutation des IGBT Si, nous allons caractériser un module MOSFET SiC et étudier sa sensibilité à ces mêmes différents paramètres électriques et thermiques.

IV. Caractérisation expérimentale des pertes par commutation d'un module MOSFET en carbure de silicium

Afin d'étudier l'influence des technologies de puces sur le rendement d'un onduleur SiC, des caractérisations électriques ont également été menées sur un module MOSFET SiC 1200 V - 300 A (Cree CAS120M12BM2). La tension d'avalanche étant différente ainsi que le courant nominal, il ne nous sera pas possible de comparer directement ce composant SiC 1200 V au module IGBT 650 V étudié précédemment.

Toutefois, nous avons montré que certaines données issues du datasheet pouvaient être raisonnablement exploitées, et nous comparerons alors les mesures effectuées sur le module MOSFET SiC aux caractéristiques issues de son datasheet et aux caractéristiques d'un module IGBT silicium comparable. Un des objectifs de ces travaux étant de valider les données issues des datasheets et d'établir des modèles de pertes, la comparaison du module MOSFET SiC 1200 V sera effectuée par la suite, sur la base des modèles développés avec un module IGBT silicium 1200 V.

Les transistors SiC doivent être pilotés par une tension de grille variant entre -6 V et +20 V. Nous utiliserons pour cela le circuit de commande rapproché développé par Prodrive (PT62SCMD17) et capable de délivrer des courants de grille jusqu'à 20 A crête.

Pour le module MOSFET SiC, nous étudierons uniquement l'influence de la température de jonction, du courant commuté et de la tension du bus DC sur les énergies dissipées en commutation. Enfin, pour des raisons de limitations de la source de tension utilisée, les essais seront limités à une tension maximale de 600 V.

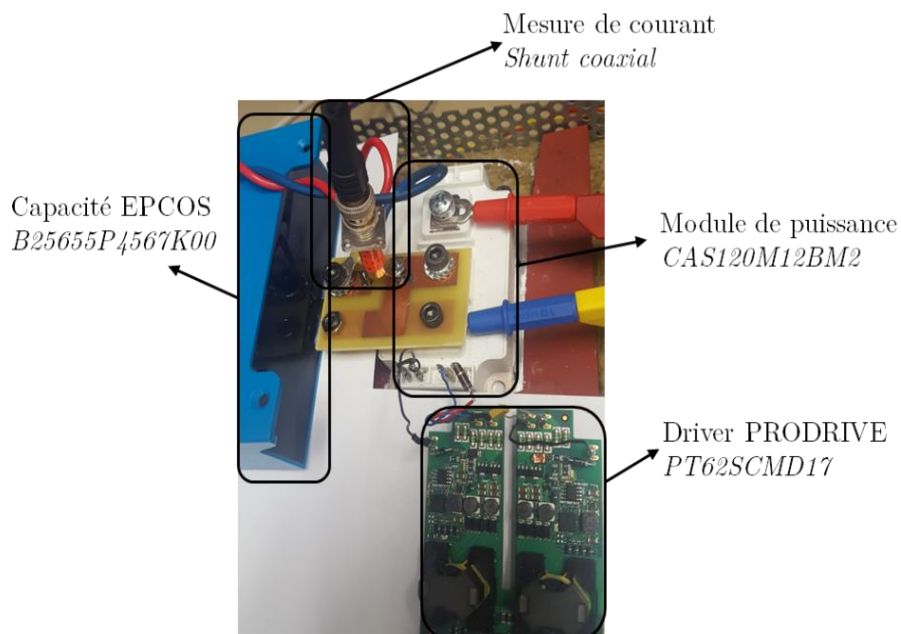


Figure 3.51 : banc d'essai du module de puissance : MOSFET SiC 1200 V- 300 A (CAS120M12BM2)

IV.1. Mise en conduction du MOSFET

La Figure 3.52 présente les résultats expérimentaux obtenus lors de la mise en conduction du MOSFET en carbure de silicium pour une tension de bus E de 450 V, un courant commuté I_C de 100 A, une température de jonction T_J de 150 °C et une résistance de grille R_{GON} de 12 Ω .

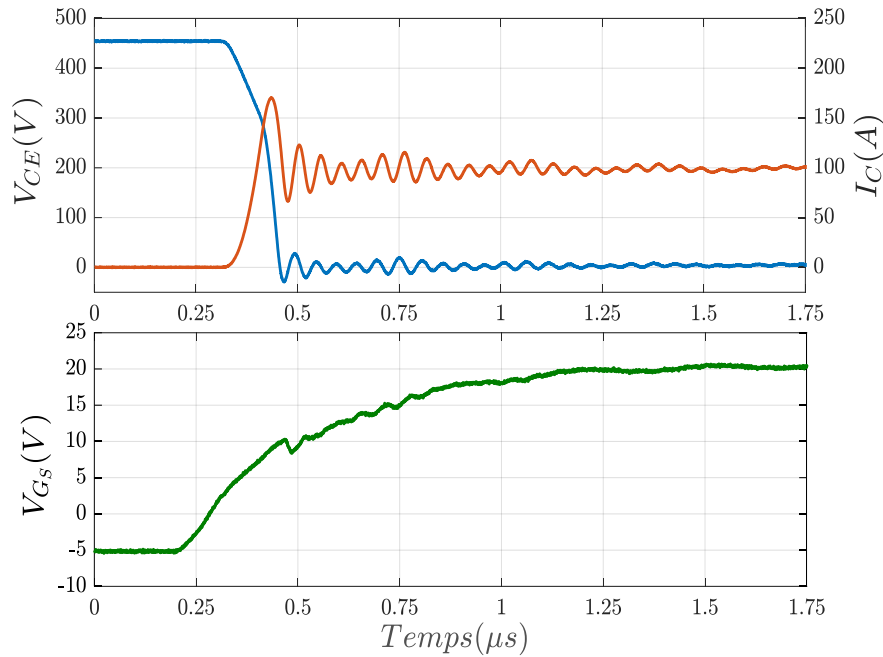


Figure 3.52 : Tensions et courant à l'amorçage du MOSFET ($V_{bus} = 450$ V, $R_{GON} = 12$ Ω , $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C)

D'après les formes d'ondes observées à la mise en conduction du MOSFET SiC, on observe des commutations significativement plus rapides que celles obtenues avec le module IGBT 600 V. Le module MOSFET SiC intègre des diodes Schottky SiC en antiparallèle de chaque puce MOSFET. Ces diodes unipolaires ne présentent pas de courant de recouvrement à l'instar des diodes bipolaires en silicium, et la surintensité observée dans le transistor à la mise en conduction est d'origine purement capacitive (charge de la capacité parasite de la diode polarisée en inverse et du MOSFET associé en parallèle).

La chute de tension à la mise en conduction permet d'estimer l'inductance de la maille de commutation qui est ici de l'ordre de 80 nH.

Tableau 3.14 : résultats expérimentaux à la mise en conduction du MOSFET

dV_{CE}/dt (kV/ μs)	7.5
dI_C/dt (kA/ μs)	2.1

IV.2. Blocage du MOSFET

La Figure 3.53 présente les résultats obtenus lors du blocage du MOSFET SiC pour une tension de bus V_{bus} de 450 V, un courant commuté I_C de 100 A, une température de jonction T_j de 150 °C et une résistance de grille $R_{\text{G OFF}}$ de 12 Ω .

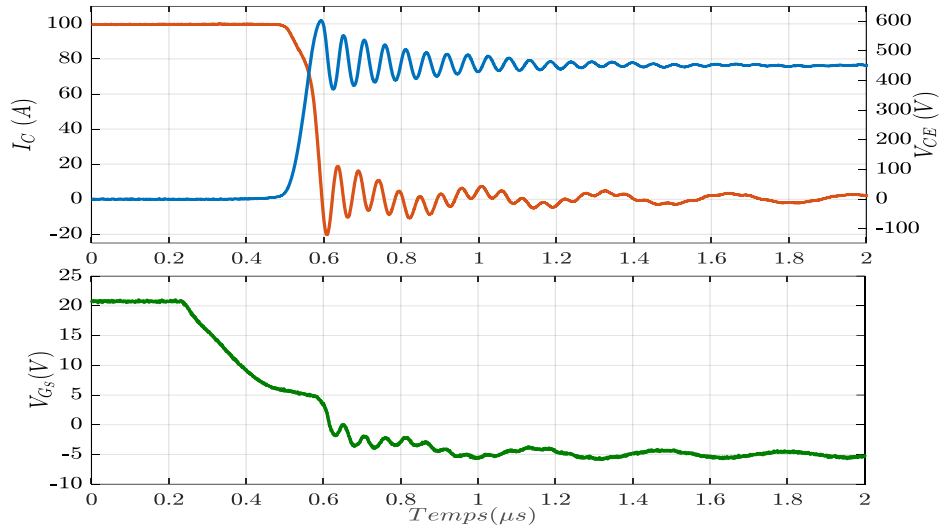


Figure 3.53 : Tensions et courant au blocage du MOSFET SiC ($V_{\text{bus}} = 450$ V, $I_C = 100$ A, $R_{\text{G OFF}} = 12$ Ω , $T_j = 150$ °C)

Là encore, on constate des commutations beaucoup plus rapides qu'avec le module IGBT 650 V, avec une surtension au blocage faiblement amortie. D'après les formes d'ondes obtenues au blocage, on obtient :

Tableau 3.15 : résultats expérimentaux du blocage du MOSFET

$\Delta V_{\text{CE max}}$ (V)	150
dV_{CE}/dt (kV/ μ s)	6.9
dI_C/dt (kA/ μ s)	2.7

On note également que les commutations d'amorçage et de blocage du MOSFET SiC font apparaître des oscillations sur la tension et le courant à chaque commutation de façon bien plus significative qu'avec l'IGBT silicium. Ces oscillations résultent des vitesses de commutation plus élevées et sont à relier au circuit résonant formé de l'inductance de la maille de commutation et des capacités parasites des semi-conducteurs (capacité de sortie du MOSFET et capacité de transition de la diode Schottky qui se retrouvent en parallèle à chaque commutation).

IV.3. Impact du courant et de la température sur les pertes en commutation

Les résultats des énergies de commutation à la mise en conduction et au blocage du MOSFET présentés dans la Figure 3.54 sont obtenus pour un courant commuté variant de 10 à 190 A, une température de jonction de 50, 125 et 150 °C, une tension V_{bus} de 450 V et une résistance de grille de 12 Ω .

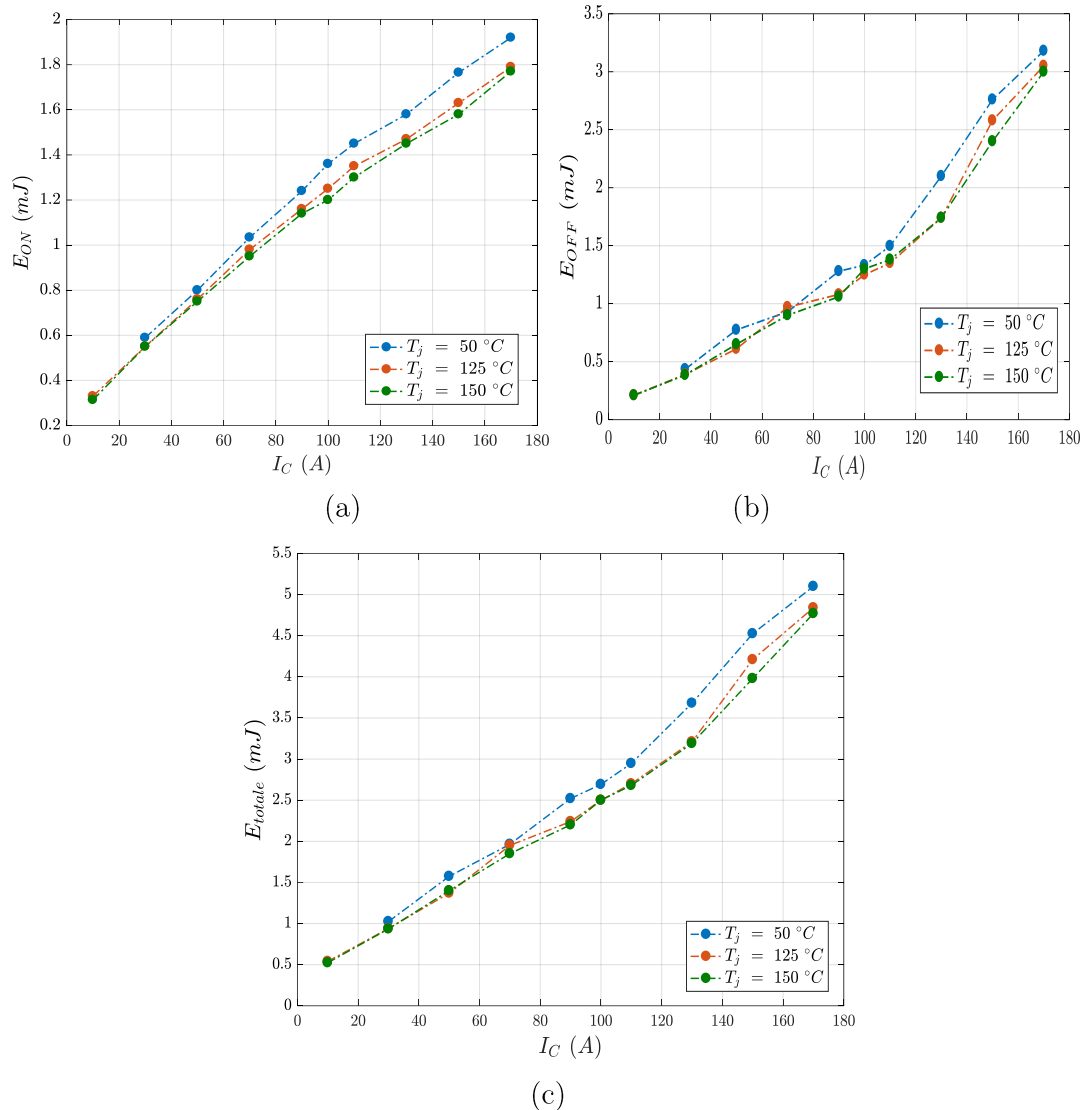


Figure 3.54 : Energies de commutation en fonction du courant à l'amorçage (a) au blocage (b) et totale (c) ($V_{\text{bus}} = 450$ V, $R_{\text{GON}} = 12$ Ω , $R_{\text{GOFF}} = 12$ Ω , $T_j = 50, 125$ et 150 °C)

On constate ici des énergies de commutation considérablement plus faibles comparativement à ce que nous avons mesuré pour le module IGBT 650 V. D'autre part, on remarque que les énergies de commutation du module MOSFET SiC sont pratiquement indépendantes de la température de jonction. Là encore le comportement est très différent de ce que nous avons observé sur les modules IGBT silicium dans les mêmes conditions de mesure.

Malgré les faibles évolutions des énergies dissipées lors des commutations, on constate toutefois que lorsque la température de jonction augmente entre 50 et 150 °C une légère augmentation de l'énergie dissipée au blocage et une diminution de l'énergie dissipée à la mise en conduction. La diminution de la tension de seuil avec la température peut en partie expliquer ce comportement.

IV.4. Impact de la tension du bus DC sur les pertes par commutation

Un des objectifs de ces travaux est d'étudier la possibilité d'augmenter la tension de bus d'une chaîne de traction. Ainsi, on peut donc se demander quelle serait l'influence de cette augmentation sur les performances des composants à semi-conducteurs. Sur la Figure 3.55, on trace l'évolution de l'énergie de commutation à l'amorçage et au blocage en fonction du courant commuté et pour deux valeurs de tension de bus V_{bus} de 300 et 450 V, un courant commuté de 100 A, une température de jonction de 150 °C et une résistance de grille de 12 Ω .

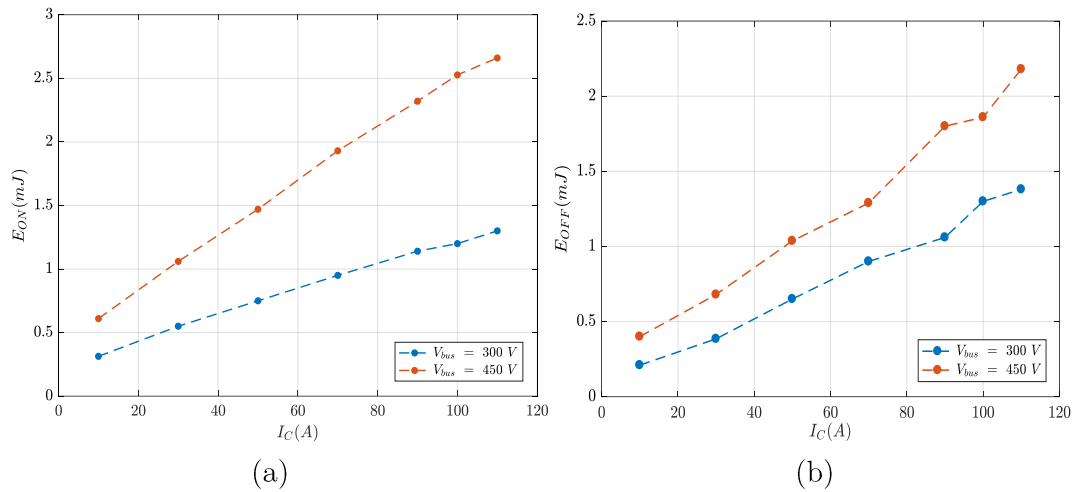


Figure 3.55 : Energies de commutations en fonction du courant à l'amorçage (a) et au blocage (b) du MOSFET SiC pour deux tensions de bus DC ($V_{bus} = 300$ et 450 V, $R_G = 12 \Omega$, $T_J = 150^\circ\text{C}$)

L'énergie de commutation à l'amorçage augmente avec le courant commuté et la tension de bus. Ce résultat était prévisible connaissant le modèle de l'énergie en fonction du courant et de la tension. Nous réalisons les mêmes essais pour estimer l'énergie dissipée lors du blocage du MOSFET SiC pour un courant commuté de 100 A une température de jonction de 150 °C et une résistance de grille de 12 Ω . Nous pouvons déduire que les mêmes observations peuvent être faites.

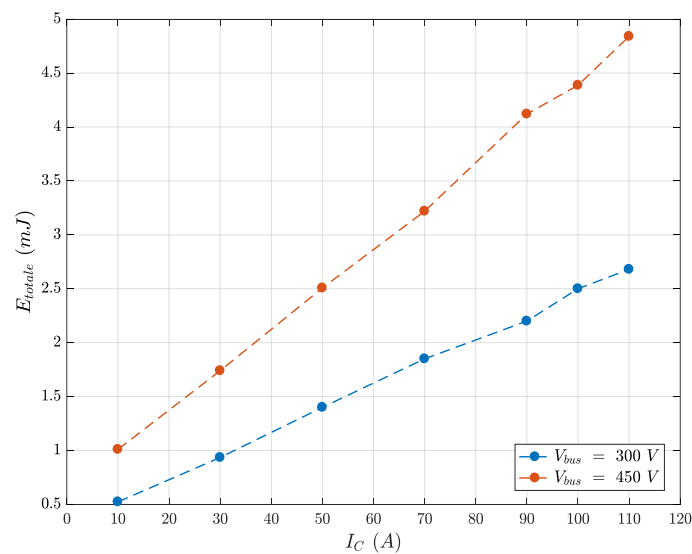


Figure 3.56 : Energies totales dissipées du MOSFET SiC ($V_{bus} = [300 ; 450]$ V, $R_G = 12 \Omega$, $T_J = 150^\circ\text{C}$)

Les résultats présentés à la Figure 3.56 montrent pour le MOSFET SiC une variation quasi linéaire entre l'énergie totale dissipée et le courant de charge, le coefficient de proportionnalité étant dépendant de la tension de bus.

V. Comparaison du module MOSFET SiC 1200 V et IGBT Si 650 V

N'ayant pas effectué de caractérisations électriques de modules IGBT 1200 V, nous nous contenterons dans cette partie de comparer les performances en commutation du module IGBT silicium 650 V à celles du module MOSFET SiC 1200V. Cette comparaison est effectuée à titre purement indicatif, les modules n'ayant pas la même tenue en tension (1200 V pour le module MOSFET SiC et 650 V pour le module IGBT silicium) et par contre, un courant nominal relativement proche (100 A dans le cas du module IGBT, 120 A dans le cas du module SiC). Une comparaison des performances en commutation des deux modules est effectuée dans les mêmes conditions d'essai : une tension $V_{bus} = 300$ V, un courant commuté $I_C = 100$ A, une résistance de grille de $12\ \Omega$, et une température de jonction de $150\ ^\circ\text{C}$. Afin de calculer les temps et les vitesses de commutations (Tableau 3.16 et Tableau 3.17), les formes d'ondes des commutations de l'IGBT et du MOSFET sont superposées (Figure 3.57 et Figure 3.58).

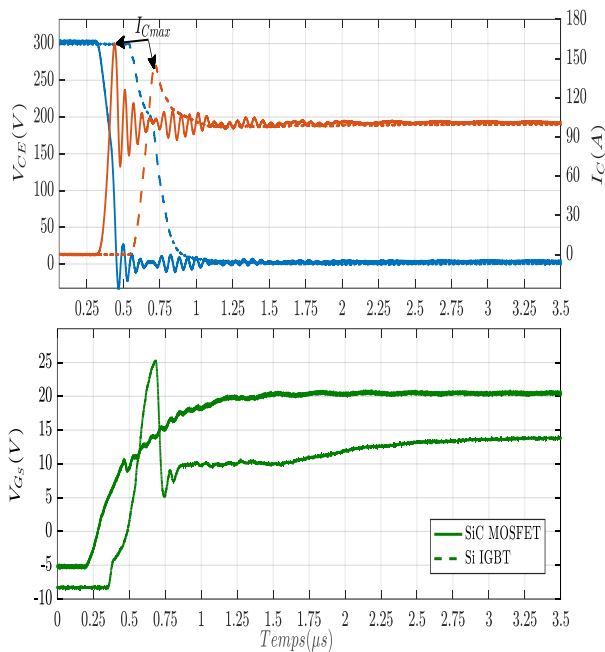


Figure 3.57 : Comparaison des tensions et courants à l'amorçage du MOSFET SiC et de l'IGBT Si ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150\ ^\circ\text{C}$, $R_G = 12\ \Omega$)

Tableau 3.16 : Comparaison des vitesses de commutations du module IGBT silicium et du module MOSFET SiC à la mise en conduction ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150\ ^\circ\text{C}$, $R_G = 12\ \Omega$)

Amorçage	IGBT Si	MOSFET SiC
I_{Cmax} (A)	145	161
dV_{CE}/dt (kV/ μ s)	-1.2	-4.3
dI_C/dt (kA/ μ s)	1.1	1.8

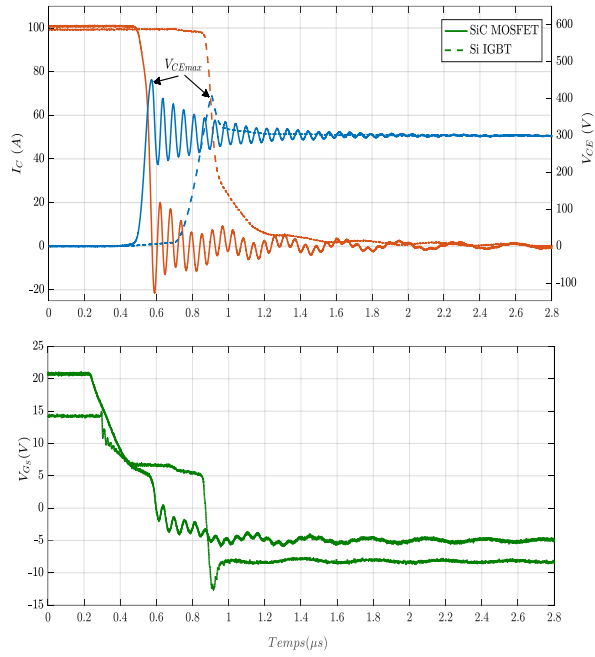
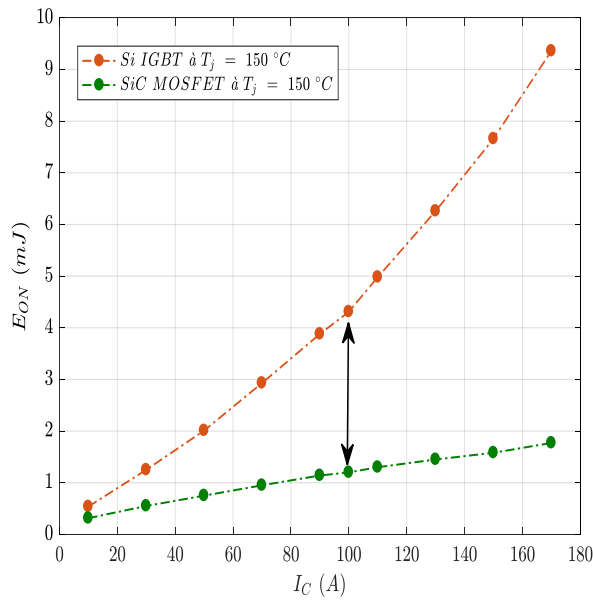


Figure 3.58 : Comparaison des tensions et courants au blocage du MOSFET SiC et de l'IGBT Si ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_G = 12$ Ω)

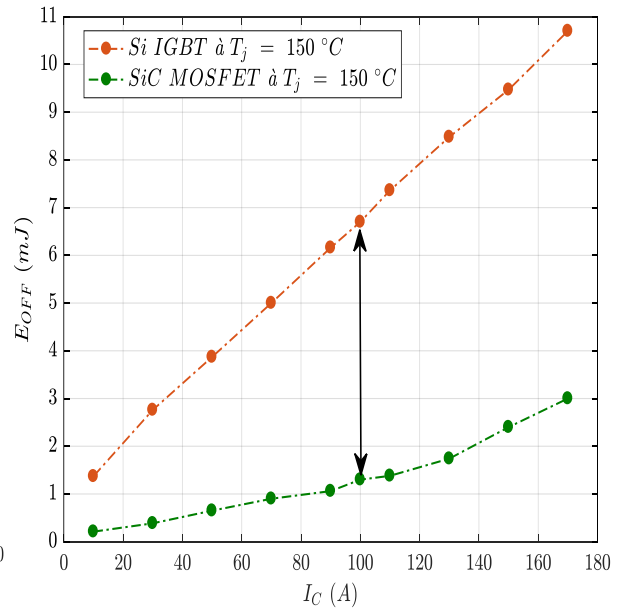
Tableau 3.17 : Comparaison des vitesses de commutations du module IGBT silicium et du module MOSFET SiC au blocage ($V_{bus} = 300$ V, $I_C = 100$ A, $T_J = 150$ °C, $R_G = 12$ Ω)

Blocage	IGBT Si	MOSFET SiC
V_{CEmax} (V)	402	450
dV_{CE}/dt (kV/ μ s)	2.3	7.5
dI_C/dt (kA/ μ s)	-1.1	-1.4

A partir des formes d'ondes présentées ci-dessus, les énergies de commutations sont tracées en fonction du courant commuté allant de 10 A à 170 A pour une température de jonction de 125 et 150 °C, pour les modules IGBT Si et MOSFET SiC [93].



(a)



(b)

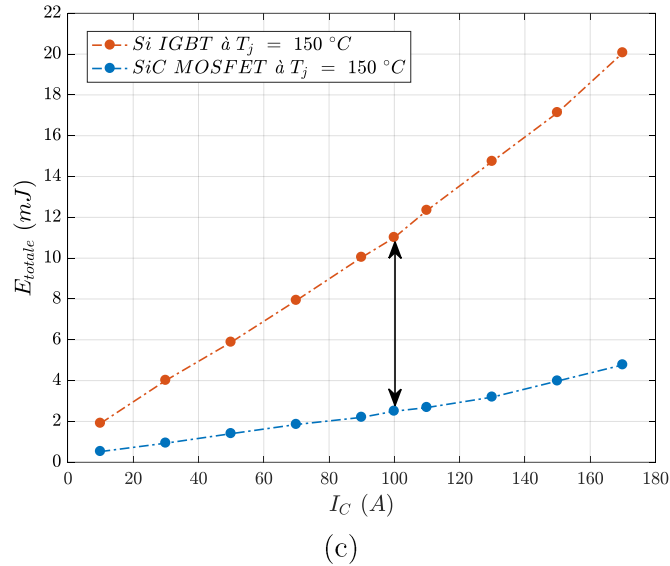


Figure 3.59 : Comparaison des énergies à l'amorçage (a) et au blocage (b) et total (c) du MOSFET SiC et de l'IGBT Si ($V_{bus} = 300$ V, $T_J = 150$ °C, $R_G = 12$ Ω)

La Figure 3.59, montre que le remplacement d'un module IGBT 650 V par un module SiC de plus forte tension d'avalanche (1200 V) permet de diviser d'un facteur proche de 5 les pertes totales de commutation à même fréquence de découpage. Cette comparaison est ici effectuée pour une tension de 300 V, une résistance de grille de 12 Ω et une température de jonction de 125°C. Concernant les deux modules de puissance en Si 1200V et SiC en 1200 V, la comparaison sera faite en chapitre 4 en se basant sur le modèle développé dans le chapitre 2 sur les données de la datasheet.

En ce qui concerne les pertes par conduction, nous considérons les données issues de la datasheet pour déterminer les valeurs en fonction de la température de jonction de la résistance à l'état passant et de la tension de seuil. Les caractérisations statiques n'ont pas été effectuées dans le cadre de ces travaux, car nous faisons l'hypothèse que l'écart entre les mesures et les données fournies par le fabricant est faible.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'influence des paramètres tels que la température de jonction, le courant commuté, la tension du bus DC, la résistance et la tension de grille ainsi que l'inductance de maille sur les pertes en commutation pour des modules de puissance IGBT Si et MOSFET SiC. Ces modules ont été caractérisés en mode hacheur sur charge inductive en utilisant la méthode du double pulse. Un soin particulier a été accordé au choix des appareils de mesure (les sondes de courant et de tension), aux mesures des énergies dissipées ainsi qu'au câblage.

En conclusion les pertes totales dissipées lors de la commutation de l'IGBT Si sont impactées par la variation de la température de jonction, du courant commuté, de la tension du bus DC, de la résistance de grille, de la tension de commande de grille mais très peu par l'inductance de la maille de commutation.

En changeant de technologie de semiconducteurs, en remplaçant l'IGBT Si par un module de puissance MOSFET SiC de tension de claquage pourtant supérieure, les pertes totales sont très fortement réduites, d'un facteur proche de 5.

Chapitre 4 : Efficacité des structures d'onduleurs

Chapitre 4. Efficacité des structures d'onduleur

Résumé

Ce quatrième chapitre a pour objectif d'estimer le rendement des onduleurs de traction de différentes structures à différents points de fonctionnement. Plusieurs topologies sont ainsi comparées entre elles à différents points de fonctionnement (point nominal de la machine précédemment défini, un cycle de charge ou de décharge de pack de batterie puis sur un cycle standardisé de type Artémis). Le calcul des rendements utilise les modèles développés dans les chapitres 2 et 3.

Sommaire :

I.	Introduction.....	151
I.1.	Onduleur alimenté directement par la batterie	151
I.2.	Utilisation d'un boost à partir d'une batterie 450V	152
I.3.	Méthodologie	153
II.	Calcul des pertes dans les composants à semi-conducteur	155
II.1.	Onduleur 2 niveaux	155
II.2.	Onduleur 3 niveaux NPC	156
III.	Estimation des pertes onduleur en fonction de la tension du bus DC avec une machine adaptée.....	160
III.1.	Onduleur triphasé deux niveaux.....	162
III.2.	Onduleurs 3 niveaux de type NPC	166
III.3.	Comparaison des structures d'onduleurs.....	173
IV.	Modélisation des pertes dans le cas d'une décharge de batterie.....	175
IV.1.	Pertes totales dans un onduleur triphasé deux niveaux.....	177
IV.2.	Pertes totales dans un onduleur triphasé trois niveaux NPC	178
IV.3.	Comparaison des pertes sur un cycle de décharge	178
V.	Comparaison des structures d'onduleur sous un profil de mission type Artémis à une tension de batterie constante	181

VI.	Impact de la fréquence et de la puissance sur le choix de topologies d'onduleur.....	184
VI.1.	Variation de la fréquence de découpage.....	184
VI.2.	Variation de la puissance mécanique du moteur.....	185
VII.	Solution à tension de bus constante : 900 V.....	187
VII.1.	Structures de conversion DC/DC étudiées.....	187
VII.2.	Dimensionnement des composants.....	189
VII.3.	Comparaison des inductances: noyau magnétique en ferrite et amorphe.....	191
VII.4.	Comparaison des deux structures	192
VIII.	Comparaison des structures avec ou sans Boost.....	193
IX.	Conclusion.....	194

I. Introduction

Afin de maximiser l'efficacité énergétique de la chaîne de conversion statique, une des solutions proposées est d'élever la tension du bus DC d'alimentation de l'onduleur.

Dans le but de calculer le rendement énergétique de la chaîne de traction et plus précisément des onduleurs, ce chapitre s'intéresse à l'estimation des pertes en commutation et en conduction pour plusieurs cas de fonctionnement. Seront notamment étudiés les cas de figure suivants :

- le point nominal à puissance maximale et batterie totalement chargée en adaptant la machine à chaque niveau de tension de batterie
- un fonctionnement à puissance maximale entraînant la décharge complète de la batterie et donc la variation de la tension du bus DC
- un fonctionnement sur un cycle Artémis représentatif d'utilisations en urbain, routier et autoroutier entraînant des phases de décharges mais aussi de récupération d'énergie.

Pour cela deux principales structures d'onduleur seront comparées, la première est un onduleur triphasé et la deuxième structure consiste en l'association d'un onduleur et d'un hacheur boost (step-up). Les deux topologies de chaîne de traction sont représentées sur les figures suivantes. La première structure qui n'utilise qu'un unique onduleur entre la batterie et la machine de traction verra la tension du bus DC évoluer lors de la décharge de la batterie. Nous avons considéré ici que la machine pouvait délivrer sa puissance maximale même lors d'un état de très faible charge de la batterie, lorsque la tension batterie est minimale. Ainsi, nous considérerons que l'onduleur permet d'appliquer la tension nominale de la machine lorsque la tension du bus DC est minimale. On considèrera alors un indice de modulation maximal de 1 lorsque la batterie est déchargée. De ce fait, lorsque la tension batterie sera maximale (batterie totalement chargée), l'indice de modulation sera réduit pour conserver une même tension appliquée aux bornes de la machine.

La seconde structure permet par contre de maintenir si besoin une tension de bus DC constante quel que soit l'état de charge de la batterie grâce au hacheur élévateur.

I.1. Onduleur alimenté directement par la batterie

La première configuration est représentée sur la Figure 4.1. La tension E varie entre 240 et 450 V pour un bus DC de 450 V (batterie de 450 V chargée) et varie entre 480 V et 900 V pour un bus DC de 900 V (batterie 900 V chargée). Selon le niveau de tension (450 V ou 900 V) de la batterie considérée plusieurs structures d'onduleurs (2 ou 3 niveaux) et de composants à semi-conducteurs (IGBT et diodes Silicium ou MOSFET SiC et diodes Schottky SiC) pourront être évaluées.

- Batterie 450 V : Pour ce niveau de tension nous n'évaluerons pas les performances d'un onduleur 3 niveaux. Les IGBT et diodes 650 V adaptés à cette tension offrent en effet des performances statiques et dynamiques suffisamment intéressantes.
- Batterie 900 V : Dans ce cas de figure, nous évaluerons les performances d'un onduleur 2 niveaux à base d'IGBT et de diodes bipolaires 1200 V, mais aussi à base de transistors MOSFET SiC et de diodes Schottky SiC 1200 V. Nous évaluerons alors l'impact que

peut avoir la technologie SiC sur les performances de l'onduleur. Mais nous évaluerons également une onduleur NPC à base d'IGBT 650 V et de diodes bipolaires silicium mais aussi de diodes Schottky SiC 1200 V (pour les diodes de clamp). Ici, c'est principalement l'impact de la structure associée à des composants de plus faible calibre en tension qui sera évalué.

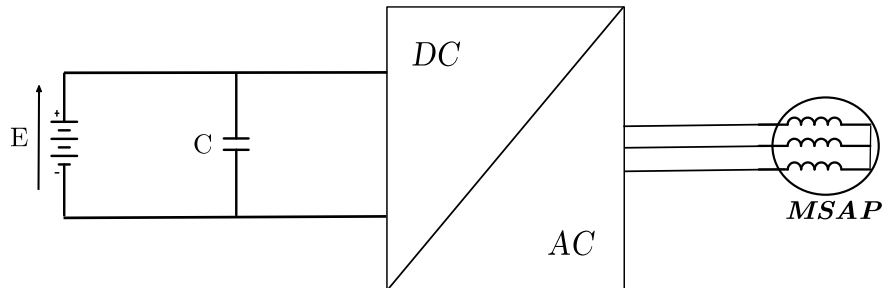


Figure 4.1 : Onduleur connecté directement sur la batterie

Dans cette configuration, nous estimerons les pertes totales des différentes topologies d'onduleurs en prenant en compte l'état de décharge de la batterie pour dans un premier temps une puissance mécanique nominale de 60 kW supposée constante (la vitesse et le couple mécanique sont constants). Dans un second temps, les pertes seront calculées pour une puissance moyenne caractérisant un cycle routier de type Artémis durant une décharge de la batterie.

I.2. Utilisation d'un boost à partir d'une batterie 450V

La deuxième configuration est représentée sur la Figure 4.2. La tension E varie entre 240 et 450 V selon l'état de charge de la batterie, et la tension du bus DC est maintenue à 900 V grâce au convertisseur DC/DC de type boost. Les topologies boost simple et boost à 3 phases entrelacées seront comparées. Une étude de dimensionnement sur l'impact du matériau du noyau magnétique sera également effectuée. L'analyse du convertisseur DC/AC reprendra l'étude effectuée précédemment, et nous pourrions évaluer un onduleur 2 niveaux triphasé (à base de composants 1200 V silicium ou SiC) ou un onduleur 3 niveaux triphasé de type NPC à base de composants silicium 650 V (éventuellement SiC pour les diodes de clamp).

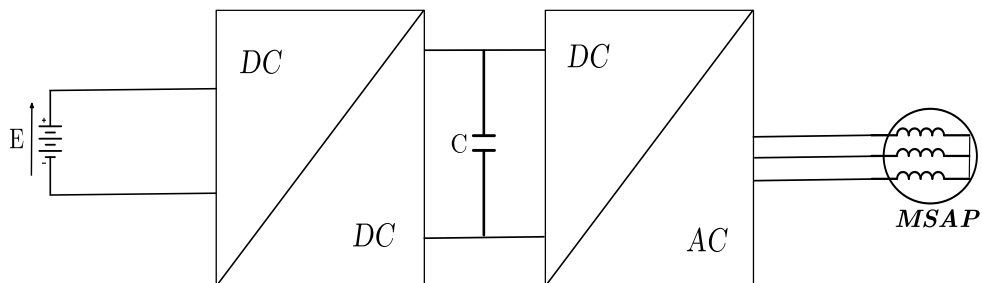


Figure 4.2 : Onduleur connecté à la batterie par l'intermédiaire d'un hacheur boost

Ces convertisseurs alimentent une machine synchrone à aimants permanents. Pour le point nominal, la fréquence de découpage f_d des convertisseurs est fixée à 12 kHz pour les onduleurs de traction et à 10 kHz pour le boost.

I.3. Méthodologie

Seul le mode de fonctionnement traction sera présenté dans cette thèse, le fonctionnement en mode récupération d'énergie ne sera abordé que dans le cas d'estimation des pertes sur un cycle routier de type Artémis.

Les pertes dans les composants à semi-conducteurs (CSCP) étant beaucoup plus importantes que celles dissipées dans les éléments telles que les résistances et inductances de câbles, ces dernières seront donc négligées dans l'évaluation du rendement des convertisseurs. Seules les pertes par commutation et par conduction des CSCP seront évaluées. Seul le rendement de l'onduleur sera estimé et nous ne prendrons pas non plus compte des pertes dans la batterie et dans le moteur de traction (MSAP).

La machine synchrone à aimant permanent sur laquelle se focalise cette étude développe une puissance nominale de 60 kW. Elle est supposée pouvoir délivrer cette puissance pour la tension minimale du pack batterie, c'est-à-dire 240 ou 480 V pour un bus DC respectivement de 450 et 900 V et est dimensionnée en conséquence. La puissance des deux machines étant identiques pour les deux configurations d'onduleur (bus DC 450 ou 900 V), nous faisons l'hypothèse que le volume, les pertes fer et cuivre et la géométrie de la machine sont globalement conservés. Nous ne modifions que le nombre de spires et la section des conducteurs du bobinage statorique pour une section d'encoche identique car par exemple, pour une tension de bus DC de 900 V le courant étant plus faible, nous aurons donc un nombre de spires plus élevé et des conducteurs de plus faible section.

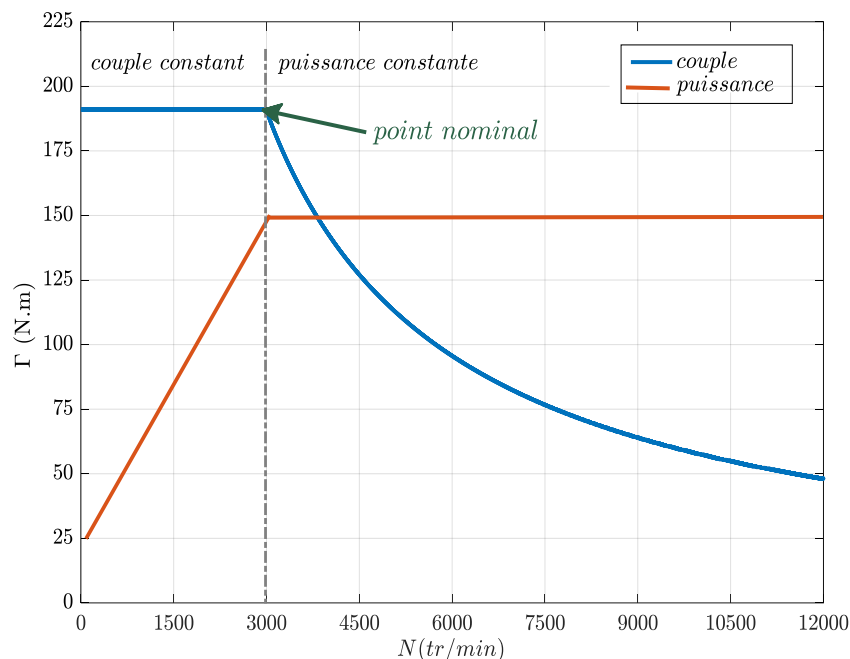


Figure 4.3 : caractéristique couple-vitesse

Dans la suite de ce manuscrit le calcul des pertes prendra en compte la caractéristique couple vitesse de la machine associée présentée dans la Figure 4.3. Concernant l'estimation des pertes dans les deux parties de ce chapitre elle sera faite pour le point nominale soit 60 kW (3000 tr/min et 190 N.m). Concernant la partie sur le cycle Artémis, plusieurs points de cette caractéristiques couple-vitesse seront étudiés et ce pour des faibles et fortes vitesses.

Le Tableau 4.1 présente les paramètres des machines utilisées dans la suite de ce chapitre et qui permettront de comparer le rendement des différentes topologies d'onduleur étudiées pour un bus DC de 450 V et 900 V. L'inductance propre $\mathcal{L}$ et la résistance par phase $\mathcal{R}$ de la machine sont calculées proportionnellement au nombre de spire N et au carré du nombre de spires.

Tableau 4.1 : Paramètres de la machine de traction étudiée

Paramètre	Valeur	
Tension du bus, V_{DC}	900 V	450 V
Puissance, P	60 kW	
facteur de puissance $\cos(\varphi)$	0.9	
Couple nominal, Γ_{em}	190 N.m	
Vitesse nominale, N	3000 tr/min	
Courant nominal, I_{ph}	133 A	267 A
Tension par phase, V_{ph}	170 V	85 V
Nombre de paires de pôles, p	4	
Résistance d'une phase, R_s	11 m Ω	2.7 m Ω

Pour une énergie embarquée dans la batterie constante, le pack batterie 900 V (dont la tension peut évoluer de 900 à 480 V) présente deux fois plus de cellules en série que dans le pack de batterie 450 V et dont la tension peut évoluer de 450 à 240 V. Ainsi, le courant de la batterie 900 V sera divisé par deux comparativement à la batterie 450 V.

Concernant le point nominal et en prenant une puissance mécanique constante égale à 60 kW, deux types d'études seront faites lorsqu'un unique onduleur est intercalé entre la batterie et la machine.

- La première consiste à étudier l'impact de la montée en tension du bus DC sur le rendement du convertisseur en adaptant naturellement la machine au niveau de la tension du bus DC. Lors de cette étude, nous chercherons ainsi, pour le point de puissance nominale de fonctionnement, à évaluer l'impact de la montée en tension sur les pertes dans l'onduleur. Nous considérerons une batterie totalement chargée et une machine adaptée à chaque niveau de tension batterie étudiée. L'indice de modulation m est constant et vaut 1. Cette étude sera menée pour des tensions batterie évoluant entre 240 V et 900 V.

- La deuxième étude consiste à adapter l'onduleur au niveau de la tension du bus DC avec une machine dimensionnée pour la tension minimale du pack batterie. L'indice de modulation vaudra 1 lorsque la batterie sera totalement déchargée. La stratégie de commande est une MLI intersective, l'indice de modulation sera déterminé par la relation suivante lorsque la tension batterie sera maximale :

$$m = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V}{V_{bus}} \quad (71)$$

Avec m l'indice de modulation, V la tension nominale machine et V_{bus} la tension du bus DC.

II. Calcul des pertes dans les composants à semi-conducteur

Les équations des pertes par conduction et par commutation (ou de recouvrement en ce qui concerne les diodes) sont données de façon générale dans cette partie. Les paramètres (bornes d'intégration, d'évaluation du rapport cyclique $\alpha(t)$, expression temporelle des courants) seront définis dans la suite selon l'application visée. Le calcul de ces pertes utilise un modèle similaire à celui développé dans le chapitre 2.

II.1. Onduleur 2 niveaux

Le système étant symétrique, dans la topologie et dans le temps, nous limiterons le calcul à un seul transistor et une seule diode d'un bras.

II.1.1. Conduction

Une approche moyennée sur une période de découpage puis sur une période BF est mis en place pour le calcul des pertes dans les deux composants. Nous exprimerons l'évolution au cours d'une période BF du courant moyen (qui interagit avec la tension de seuil à l'état passant des composants à semi-conducteur) et du courant efficace (qui interagit avec la résistance à l'état passant) calculés sur une période HF dans chacun des composants. Les pertes par conduction peuvent alors être déduites de la caractéristique statique des composants à semi-conducteur et séparées en deux contributions.

Pour l'IGBT le courant moyen et le carré du courant efficace sont calculés comme suit, les bornes d'intégration seront précisées au cas par cas, dans la suite du manuscrit selon la structure de l'onduleur considéré :

Courant moyen $\langle i_{T1}(t) \rangle_{T_m}$:

$$\langle i_{T1}(t) \rangle_{T_m} = \frac{1}{T_{mod}} \int_a^b i_{T1}(t) dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_a^b i_{ph}(t) \cdot \alpha(t) \cdot dt \quad (72)$$

Carré du courant efficace $I_{eff_T1}^2$:

$$I_{eff_T1}^2(t) = \frac{1}{T_m} \int_a^b (i_{T1}(t))^2 dt = \frac{1}{T_m} \int_a^b (i_{ph1}(t))^2 \cdot \alpha(t) \cdot dt \quad (73)$$

Pertes en conduction :

Ainsi, en utilisant le modèle développé dans le chapitre 2, la tension $V_{o_{T1}}$ et la résistance r_d étant données en fonction de la température, les pertes en conduction dans les IGBTs T_1 et T_2 pourront également être calculées en fonction de la température.

$$P_{cond_T1} = V_{o_{T1}}(T_J) \cdot \langle i_{T1} \rangle + r_d(T_J) \cdot I_{T1_eff}^2 \quad (74)$$

C'est la même équation qui représente les pertes dans les diodes avec le courant moyen et le carré du courant efficace qui valent :

Courant moyen $\langle i_{D1}(t) \rangle_{T_m}$:

$$\langle i_{D1}(t) \rangle_{T_m} = \frac{1}{T_{mod}} \int_a^b i_{D1}(t) dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_a^b i_{ph}(t) \cdot (1 - \alpha(t)) \cdot dt \quad (75)$$

Carré du courant efficace $I_{eff_T1}^2$:

$$I_{eff_D1}^2(t) = \frac{1}{T_m} \int_a^b (i_{D1}(t))^2 dt = \frac{1}{T_m} \int_a^b (i_{ph1}(t))^2 \cdot (1 - \alpha(t)) \cdot dt \quad (76)$$

II.1.2. Commutations

Les énergies de commutation E_{on} et E_{off} dépendent du courant coupé par le transistor. En supposant une nouvelle fois que la fréquence de découpage est très élevée devant la fréquence fondamentale du signal, la valeur du courant dans le transistor à chaque commutation présente une évolution continue dans le temps. Les évolutions de E_{on} et E_{off} avec le courant sont issues des documentations fournies par les constructeurs et sont approximées par un polynôme d'ordre 3.

Pour la diode, seules les pertes à son blocage sont prises en compte. Nous négligeons ici la tension de saturation dynamique à la mise en conduction et les pertes qui en résultent.

$$P_{commut_{Tm}} = f_d \times \frac{1}{T_m} \cdot \int_a^b (E_{ON}(t) + E_{OFF}(t)) \cdot dt \quad (77)$$

Et les pertes de recouvrement de la diode se calculent comme suit :

$$P_{rec_{Tm}} = f_d \times \frac{1}{T_m} \cdot \int_a^b E_{rec}(t) \cdot dt \quad (78)$$

II.2. Onduleur 3 niveaux NPC

L'utilisation d'une structure 3 niveaux NPC comparativement à une structure d'onduleur 2 niveaux permet de réduire les composantes spectrales de la tension de sortie. A fréquence de découpage fixée, le contenu harmonique du courant de ligne sera plus faible dans le cas d'un onduleur 3 niveaux que dans le cas d'un onduleur 2 niveaux.

Afin d'améliorer le rendement de l'onduleur 3 niveaux de type NPC, nous proposons de diminuer la fréquence de découpage. Cette dernière sera adaptée afin de conserver la qualité du signal du courant en ligne. Le THD du courant de sortie de l'onduleur 3 niveaux sera alors équivalent à celui de l'onduleur 2 niveaux.

Afin de garder le même taux de distorsion harmonique du courant à la sortie de l'onduleur dans le cas d'un onduleur deux niveaux et d'un onduleur trois niveaux de type NPC, nous décidons alors pour une même machine, de recalculer la fréquence de découpage de l'onduleur 3 niveaux en gardant celle de l'onduleur 2 niveaux maintenue à 12 kHz.

Comme expliqué dans l'article [94], on peut exprimer le THD du courant statorique d'une machine synchrone par l'expression suivante :

$$THD_{I_{moteur}} = \frac{THD_{V_{onduleur}}}{L_{charge} \times \frac{f_d}{f_m}} \quad (79)$$

Avec :

- f_d : fréquence de commutation (Hz)
- f_m : fréquence fondamentale du courant statorique
- L_{charge} : inductance statorique en pu
- $THD_{I_{moteur}}$: THD du courant moteur
- $THD_{V_{onduleur}}$: THD de la tension simple onduleur

Sur la base de simulations effectuées sous Simulink Power System, le THD est calculé sur les 1000 premiers harmoniques comme suit :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} X_n^2}}{X_1} \quad (80)$$

Avec :

- X_n : les valeurs efficaces de chaque harmonique
- X_1 : la valeur efficace du fondamental du signal

La FFT (fast Fourier transform) de la tension simple en sortie de l'onduleur deux niveaux et de l'onduleur trois niveaux de type NPC est donnée par la Figure 4.4 suivante après simulation temporelle des deux structures sous Simulink Power System :

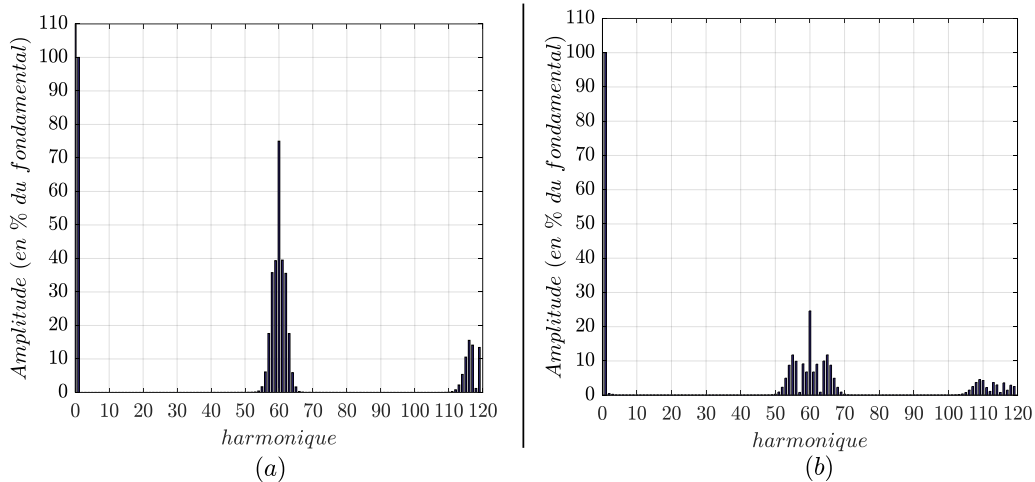


Figure 4.4 FFT de la tension (a) onduleur 2 niveaux (b) onduleur 3 niveaux ($f_m=200\text{Hz}$, $f_d=12\text{kHz}$)

Ainsi en calculant le $THD_{V_{onduleur}}$ de la tension simple en sortie des onduleurs 2 et 3 niveaux et afin de garder un $THD_{I_{moteur}}$ constant, la fréquence de découpage de l'onduleur 2 niveaux est maintenue à 12 kHz et celle de l'onduleur 3 niveaux est recalculée en conséquence. Cette fréquence vaut 9.6 kHz dans notre cas et elle sera prise en compte dans la suite de ce manuscrit.

Comme pour l'onduleur deux niveaux triphasé, les pertes en commutation et en conduction dans les composants à semiconducteurs de puissance se calculent suivant les équations (4), (7) et (8). La figure 4.5 ci-dessous rappelle la structure d'un bras d'onduleur NPC. Les pertes dans les IGBT T_1 et T_3 sont considérées identiques, ainsi que dans T_2 et T_4 . Il en est de même pour les diodes D_1 et D_3 tout comme pour D_2 et D_4 .

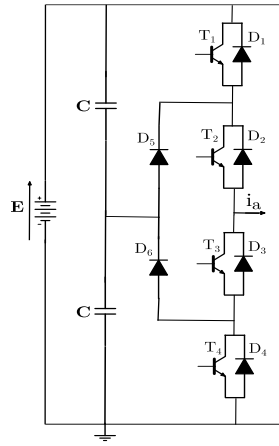


Figure 4.5: Bras d'onduleur 3 niveaux de type NPC

Les calculs des valeurs moyennes et efficaces des courants dans les différents CSCP indispensables au calcul des pertes en conduction du bras d'onduleur présenté dans la Figure 4.5 sont détaillés dans les paragraphes suivants.

II.2.3. Pertes en conduction dans l'IGBT

Pour l'IGBT T_1 (ou T_3), le courant moyen sur une période de modulation s'écrit de la façon suivante :

$$\langle i_{T1}(t) \rangle_{T_m} = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e i_{T1}(t) dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e i_{ph}(t) \cdot \alpha(t) \cdot dt \quad (81)$$

Le carré de la valeur efficace du courant de l'IGBT T_1 :

$$I_{eff-T1}^2(t) = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e (i_{T1}(t))^2 dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e (i_{ph1}(t))^2 \cdot \alpha(t) \cdot dt \quad (82)$$

Enfin, pour l'IGBT T_2 (ou T_4), la valeur moyenne du courant s'écrit sur une période de modulation :

$$\langle i_{T2}(t) \rangle_{T_m} = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^f i_{T2}(t) dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e i_{ph}(t) \cdot dt + \frac{1}{T_{mod}} \int_e^f i_{ph}(t) \cdot (1 + \alpha(t)) \cdot dt \quad (83)$$

Enfin, le carré de la valeur efficace du courant de l'IGBT T_2 se met sous la forme suivante :

$$I_{eff-T2}^2(t) = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^f (i_{T2}(t))^2 dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e (i_{ph1}(t))^2 \cdot dt + \frac{1}{T_{mod}} \int_e^f (i_{ph1}(t))^2 \cdot (1 + \alpha(t)) \cdot dt \quad (84)$$

Le transistor T_2 est mis en conduction pour obtenir les valeurs E et $E/2$ à la sortie de l'onduleur alors que le transistor T_1 n'est mis en conduction que pour obtenir le niveau E . Dans ces conditions, T_2 étant mis en conduction plus régulièrement que T_1 , il présentera des pertes en conduction plus élevées.

II.2.4. Pertes en conduction dans la Diode

Pour la diode D_1 , le courant moyen sur une période de modulation s'écrit de la façon suivante :

$$\langle i_{D1}(t) \rangle_{T_m} = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e i_{D1}(t) dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e -i_{ph}(t) \cdot \alpha(t) \cdot dt \quad (85)$$

Le carré du courant efficace sur une période de modulation :

$$I_{eff_D1}^2(t) = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e (i_{D1}(t))^2 dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e (i_{ph1}(t))^2 \cdot \alpha(t) \cdot dt \quad (86)$$

Pour la diode D_5 , le courant moyen sur une période de modulation s'écrit :

$$\langle i_{D5}(t) \rangle_{T_m} = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^f i_{D5}(t) dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e i_{ph}(t) \cdot (1 - \alpha(t)) \cdot dt + \frac{1}{T_{mod}} \int_e^f i_{ph}(t) \cdot (1 + \alpha(t)) \cdot dt \quad (87)$$

Le carré du courant efficace de la diode de 'clamp' s'écrit de la façon suivante :

$$I_{eff_D5}^2(t) = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^f (i_{D5}(t))^2 dt = \frac{1}{T_{mod}} \int_d^e (i_{ph1}(t))^2 \cdot (1 - \alpha(t)) dt + \frac{1}{T_{mod}} \int_e^f (i_{ph1}(t))^2 \cdot (1 + \alpha(t)) \cdot dt \quad (88)$$

A partir de ces équations et de l'étude de l'onduleur, on constate une durée de conduction de la diode de 'clamp' D_5 plus élevée que la diode D_1 .

Les bornes d'intégration ainsi que l'expression de $\alpha(t)$ dépendront de l'application, ils seront donnés par la suite.

Le calcul des pertes par conduction et par commutation dans les composants à semiconducteurs de puissance permettra d'orienter les choix de la technologie des CSCP qui sera retenue (Si ou SiC).

III. Estimation des pertes onduleur en fonction de la tension du bus DC avec une machine adaptée

Dans cette partie, nous recherchons à déterminer, en supposant la tension délivrée par la batterie indépendante de son état de charge, ou alors en considérant la batterie totalement chargée quel est le niveau de tension batterie optimal permettant pour la puissance nominale d'avoir les pertes minimales.

Dans cette partie, la tension supportée par un enroulement ($V = \frac{m \cdot V_{bus}}{2\sqrt{2}}$) de la machine sera adaptée à la tension du bus DC. L'indice de modulation de l'onduleur est alors maintenu à une valeur constante de 1. L'évolution de la tension simple en sortie de l'onduleur et de l'indice de modulation en fonction de la tension du bus continu est présentée Figure 4.6. Cela revient à considérer que pour chaque niveau de tension batterie considéré ici, une machine adaptée sera connectée à la sortie de l'onduleur.

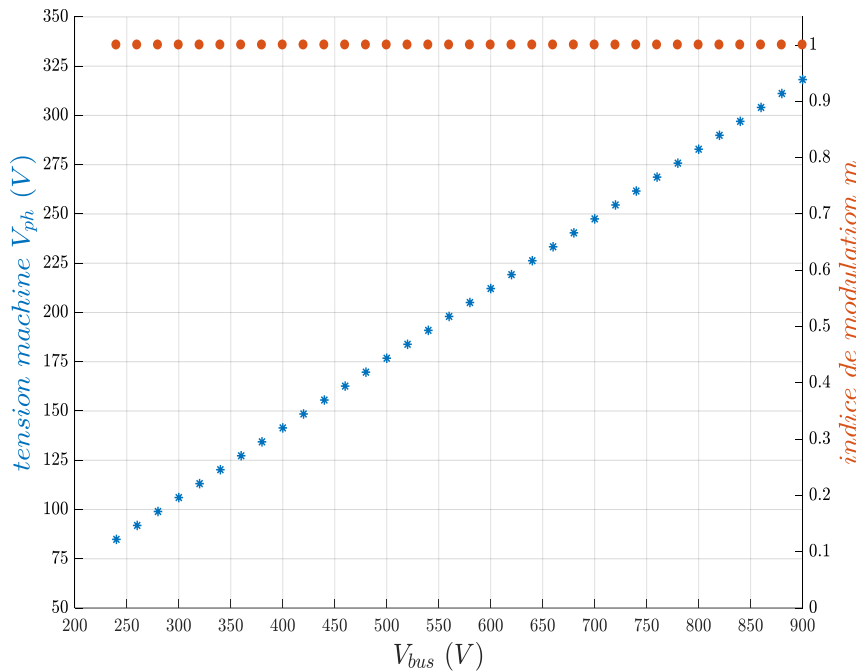


Figure 4.6 : Evolution de l'indice de modulation ($m=1$) et de la tension machine par phase (variable) en fonction de la tension du bus continu

De la même manière, le module de puissance sera adapté à chaque niveau de tension. Nous considérerons que quel que soit le module retenu sur la gamme de tension étudiée, sa température de semelle est maintenue à 70 °C. Le protocole de choix du module adapté est identique à ce qui a été présenté dans la partie II du chapitre 2. Le Tableau 4.2 résume les modules de puissance utilisés dans cette partie en fonction de la tension du bus DC.

Au point de fonctionnement nominal, il est important de prendre en compte les contraintes de tension et de courant appliquées aux semi-conducteurs selon le choix des topologies. La tension du bus DC qui est imposée par la batterie fixe la contrainte en tension des composants à semi-conducteur lorsque ces derniers sont bloqués.

Concernant, le courant dans les composants à semi-conducteur il dépend de la puissance du moteur. En raisonnant à puissance constante, la contrainte en courant la plus forte quant à elle, est fixée par la valeur de tension batterie la plus basse.

Nous nous sommes limités dans le choix des modules de puissance à des modules 650 et 1200 V pour une tension du bus DC que nous faisons évoluer entre 240 et 900 V. Il est clair que sous une tension de bus de seulement 240 V les modules 650 V sont très largement surdimensionnés. Toutefois, comme nous le verrons par la suite, ayant eu à comparer des solutions avec deux niveaux de tension batterie (450 V et 900 V) le module 650 V s'imposait. On peut également remarquer que le choix d'un module 1200 V pour une tension de bus de 900 V n'offre qu'une marge de 30 % entre la tension DC et la tension maximale admissible aux bornes de l'IGBT. Nous sommes bien conscients que cette marge pourrait devoir être supérieure, mais dans ce cas, il nous aurait fallu choisir des modules 1700 V qui seraient bien trop largement surdimensionnés en tension pour offrir des performances tant statiques que dynamiques intéressantes.

Tableau 4.2 : Modules de puissance sélectionnés pour l'estimation des pertes

Références	CSCP	V_{CEmax} (V)	I_C (A)	T_{jmax} (°C)	topologie
FS400R07A1E3	IGBT Si / Diode Si	650	400	150	Onduleur 2 niveaux
FS200R07PE4			200		
FS200R12PT4		1200	200		
FS150R12PT4			150		
FS100R12PT4			100		
F3L200R07PE4		650	200		Onduleur 3 niveaux NPC
F3L150R07W2E38B11			150		
CAS300M12BM2	MOSFET / Diode SiC	1200	300	150	Onduleur 2 niveaux
CAS120M12BM2			120		

A noter que dans les modules de puissance présentés au Tableau 4.2, seul le module FS400R07A1E3 est certifié pour des applications automobiles.

Deux topologies de convertisseurs seront investiguées : l'onduleur deux niveaux et trois niveaux NPC. Les composants à semi-conducteurs à base de silicium et de carbure de silicium seront comparés.

Dans ce qui suit, les pertes dans les onduleurs seront calculées pour le point de fonctionnement nominal en prenant en compte les contraintes en courant et tension décrites ci-dessus. Les composants à semi-conducteur sont soumis à la tension maximale de la batterie à l'état bloqué soit respectivement 450V et 900V dans le pire des cas. Il faut toutefois considérer les surtensions dues aux commutations qui sont liées aux inductances parasites de la maille de commutation et prendre une marge de sécurité.

L'estimation des pertes dans les CSCP (IGBT et diodes) utilisera le modèle développé dans le chapitres 2 et 3. Une commande MLI intersective sera également utilisée. La fréquence de découpage est fixée à 12 kHz. La fréquence du fondamental des signaux statoriques du moteur est de 200 Hz. Nous considérerons une puissance de 60 kW pour un couple nominal de 190 N.m.

III.1. Onduleur triphasé deux niveaux

La Figure 4.7 présente la structure de l'onduleur triphasé deux niveaux connecté à la batterie et à la machine synchrone à aimants permanents.

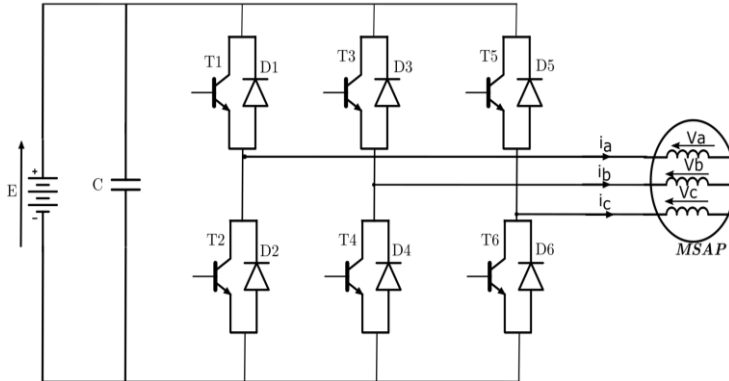


Figure 4.7 : Schéma de l'ensemble batterie, onduleur triphasé 2 niveaux et MSAP

La tension V_{a0} représente la tension phase neutre en sortie de l'onduleur deux niveaux, le courant $I_a(t)$ représente le courant dans la phase a et U_{ab} la tension composée (phase a-b) pour un bus DC de tension $E=900$ V en fonctionnement onduleur MLI.

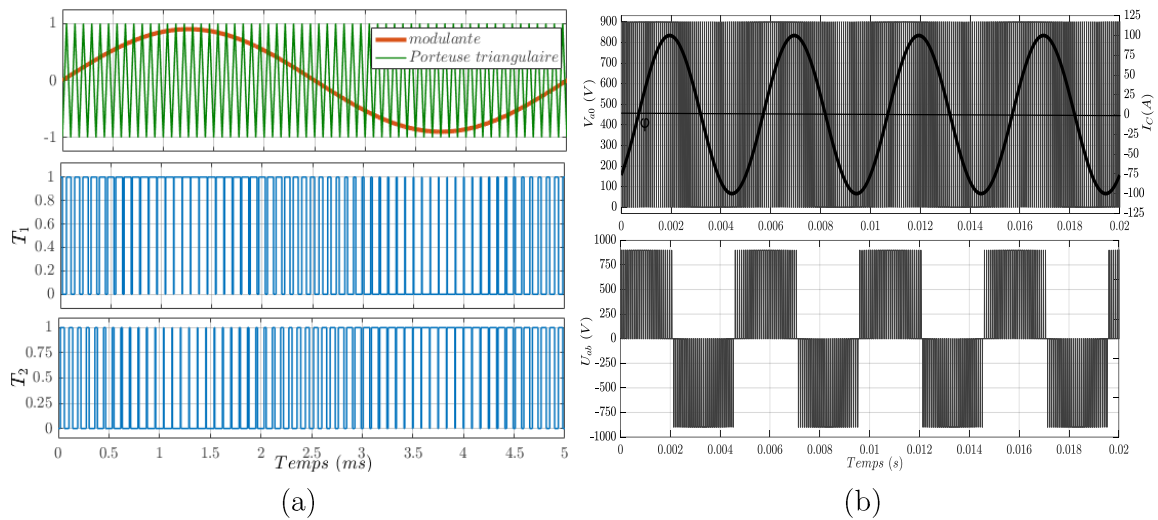


Figure 4.8 : (a) commande des IGBTs ; (b) tensions et courant à la sortie de l'onduleur 2 niveaux pour un bus DC de tension 900 V, $f_m = 200$ Hz, $f_d = 12$ kHz

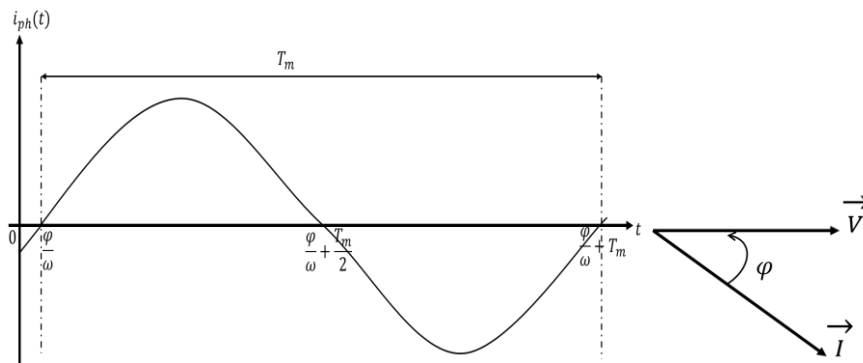


Figure 4.9 : courant à la sortie de l'onduleur sur la phase a

La Figure 4.9 présente la forme d'onde du courant i_{ph1} de la phase 'a' de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par l'onduleur triphasé. L'angle φ représente le déphasage entre le courant et la tension simple.

On rappelle que :

$$\begin{cases} w = 2 \cdot \pi \cdot f_m \\ i_{ph}(t) = I_{ph1} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ \alpha(t) = \frac{1}{2} \cdot (m \cdot \sin(\omega t) + 1) \end{cases} \quad (89)$$

Avec $f_m = 200$ Hz, φ le déphase courant-tension, m l'indice de modulation = 1, I_{ph1} le courant maximal circulant dans la phase a de la machine, et $\alpha(t)$ le rapport cyclique.

La Figure 4.10 représente les formes d'ondes idéales du courant parcourant l'IGBT T_1 et la diode D_1 ainsi que la tension à leurs bornes.

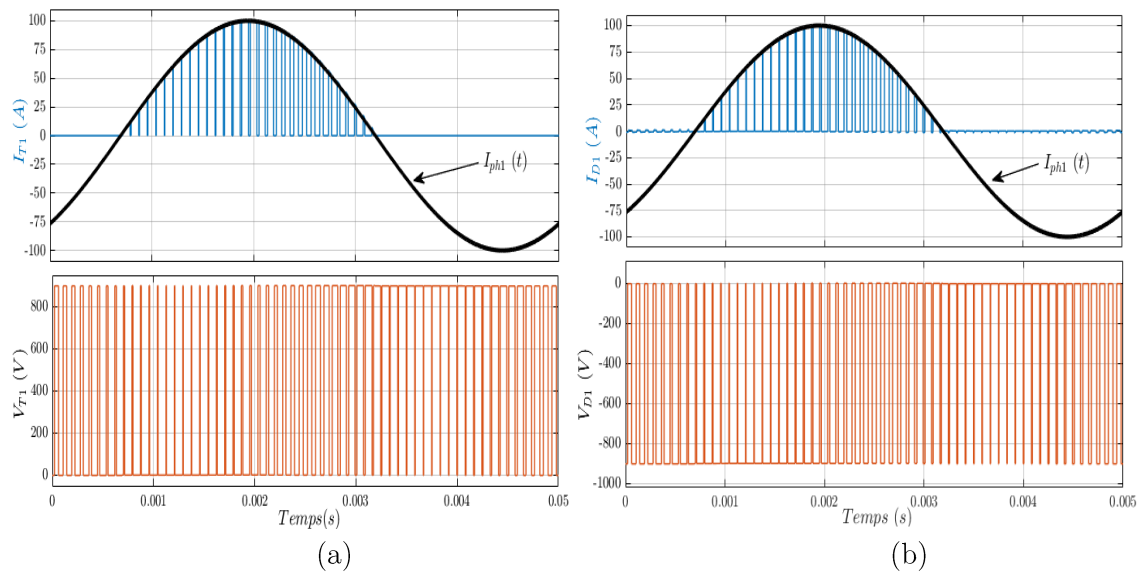


Figure 4.10 : Courant et tension dans (a) T_1 et (b) D_1

A partir de cette figure, les courants moyen et efficace dans les composants semi-conducteurs de puissance et dans les diodes sont calculés sur une période de modulation T_m comme suit :

Tableau 4. 3 : Expression des valeurs moyennes et efficaces des courants dans les CSCP sur une période T_m

		IGBT T_1	Diode D_1
Bornes d'intégration	a	$\frac{\varphi}{\omega}$	
	b	$\frac{\varphi}{\omega} + \frac{T_m}{2}$	
courant moyen		$\frac{I_{ph1}}{2\pi} [1 + \frac{\pi}{4} \cdot m \cdot \cos(\varphi)]$	$\frac{I_{ph1}}{2\pi} [1 - \frac{\pi}{4} \cdot m \cdot \cos(\varphi)]$
carré du courant efficace		$\frac{I_{ph}^2}{8} [1 + \frac{4}{3 \cdot \omega \cdot T_m} \cdot m \cdot \cos(\varphi)]$	$\frac{I_{ph}^2}{8} [1 - \frac{4}{3 \cdot \omega \cdot T_m} \cdot m \cdot \cos(\varphi)]$

Le calcul des pertes dans les composants semi-conducteurs de puissance se fait sur une période T_m (période du fondamental du courant de phase I_{ph}). Ainsi, en utilisant le modèle développé dans le chapitre 2, la tension de diffusion $V_{o_{T1}}$ et la résistance r_d étant données en fonction de la température, les pertes en conduction et en commutation dans les IGBTs T_1 et T_2 et les diodes D_1 et D_2 devront être calculées en fonction de la température.

Pertes en conduction :

$$P_{cond_T1} = V_{o_{T1}}(T_J) \cdot \langle i_{T1} \rangle + r_d(T_J) \cdot I_{T1_eff}^2 \quad (90)$$

Et

$$P_{cond_D1} = V_{o_{D1}}(T_J) \cdot \langle i_{D1} \rangle + r_d(T_J) \cdot I_{D1_eff}^2 \quad (91)$$

Pertes en commutation et recouvrement de la diode

$$P_{commut_{Tm}} = f_d \times \frac{1}{T_m} \cdot \int_{\frac{\varphi}{\omega}}^{\frac{\varphi}{\omega} + \frac{T_m}{2}} (E_{ON}(t) + E_{OFF}(t)) \cdot dt \quad (92)$$

Et

$$P_{rec_{Tm}} = f_d \times \frac{1}{T_m} \cdot \int_{\frac{\varphi}{\omega}}^{\frac{\varphi}{\omega} + \frac{T_m}{2}} E_{rec}(t) \cdot dt \quad (93)$$

La Figure 4.11 résume les pertes en conduction, les pertes en commutation et les pertes totales pour une puissance mécanique de 60kW, une fréquence de découpage de 12kHz et un indice de modulation de 1.

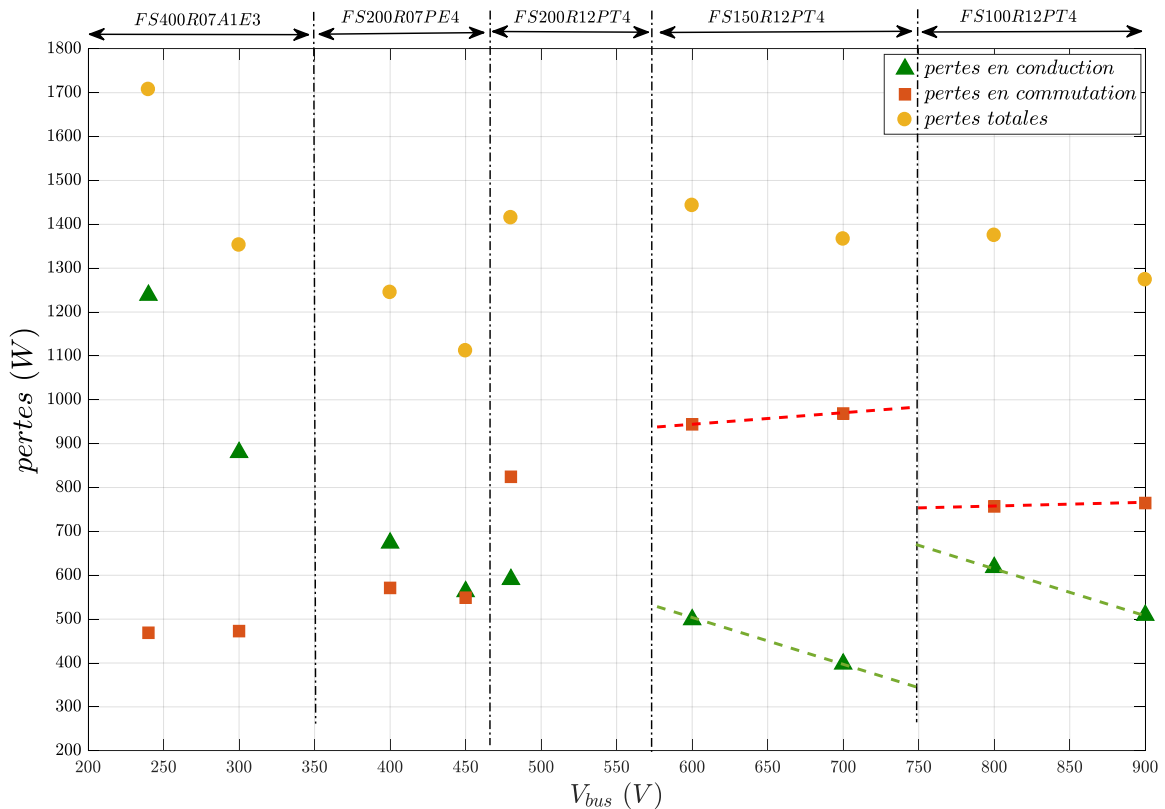


Figure 4.11 : Pertes en conduction, en commutation et totales en fonction de la tension du bus DC pour un onduleur 2 niveaux à IGBT silicium ($m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi) = 0.9$, $f_d=12$ kHz, $f_m=200$ Hz)

Comme indiqué sur la figure 4.11, l'augmentation de la tension du bus DC permet de réduire le calibre en courant des modules IGBT choisis. La détermination du calibre en courant est effectuée à l'aide de la routine présentée au chapitre 2 en maintenant une température maximale de jonction de 150 °C avec une température de semelle maintenue à 70 °C.

Au-delà de 450 V, le calibre en tension évolue de 650 V à 1200 V, cette évolution sera justifiée par le choix ultérieur de batteries 450 et 900 V.

Pour un module donné, l'augmentation de la tension batterie permet de réduire les pertes par conduction. On constate par contre que les pertes par commutation ont tendance à augmenter avec la tension batterie, ceci s'explique par l'augmentation de la capacité C_{oss} . A titre d'exemple, sur la plage 550-750 V, on constate pour le module FS150R12PT4 une augmentation des pertes par commutation de l'ordre de 100 W et une diminution des pertes par conduction d'environ 200 W.

On constate également sur cette figure des variations importantes des pertes par commutation et conduction lors du changement de calibre en courant et/ou tension du module. A titre d'exemple autour de 750 V de tension DC, nous passons du module de référence FS150R12PT4 au module FS100R12PT4. Les pertes par conduction augmentent d'environ 350 W et les pertes par commutation diminuent d'environ 250 W. Ceci s'explique par la modification du calibre en I. L'augmentation de ce dernier implique l'augmentation de ce dernier implique l'augmentation de la surface de silicium induisant la diminution de la résistance.

On note toutefois au changement de calibre en tension une augmentation des pertes par conduction liée aux performances inférieures des IGBT 1200 V comparativement aux IGBT 650 V. On constate également dans le même temps une augmentation significative des pertes par commutation, ce qui se traduit par une augmentation considérable, de l'ordre de 37 % lors du changement de tenue en tension des modules de puissance pour une tension DC de 480 V. Il est bien évidemment clair que les modules de puissance 1200 V ne sont certainement pas les mieux adaptés à des niveaux de tension de l'ordre de 500 V, mais le faible choix des gammes de tenue en tension disponibles ne nous permet pas une optimisation fine du choix des modules de puissance.

On constate ainsi que les modules 650 V et 1200 V présentent des pertes minimales lorsqu'ils sont utilisés sous une tension de bus DC maximale, respectivement de 480 et 900 V. Cette constatation justifiera le choix des batteries 450 et 900 V qui seront étudiées par la suite.

Les pertes totales (conduction et commutation) dépendent des modules de puissance correspondant au niveau de tension DC et des technologies des composants à semi-conducteurs de puissance associés au module de puissance.

Ainsi l'étude est complétée sur la plage [480 - 900] V de la tension du bus DC en intégrant cette fois des modules de puissance à base de composants en carbure de silicium à la place des IGBT silicium 1200 V. On note cette fois une amélioration considérable des pertes par conduction et commutation en utilisant des modules SiC 1200 V lorsque la tension batterie excède 480 V.

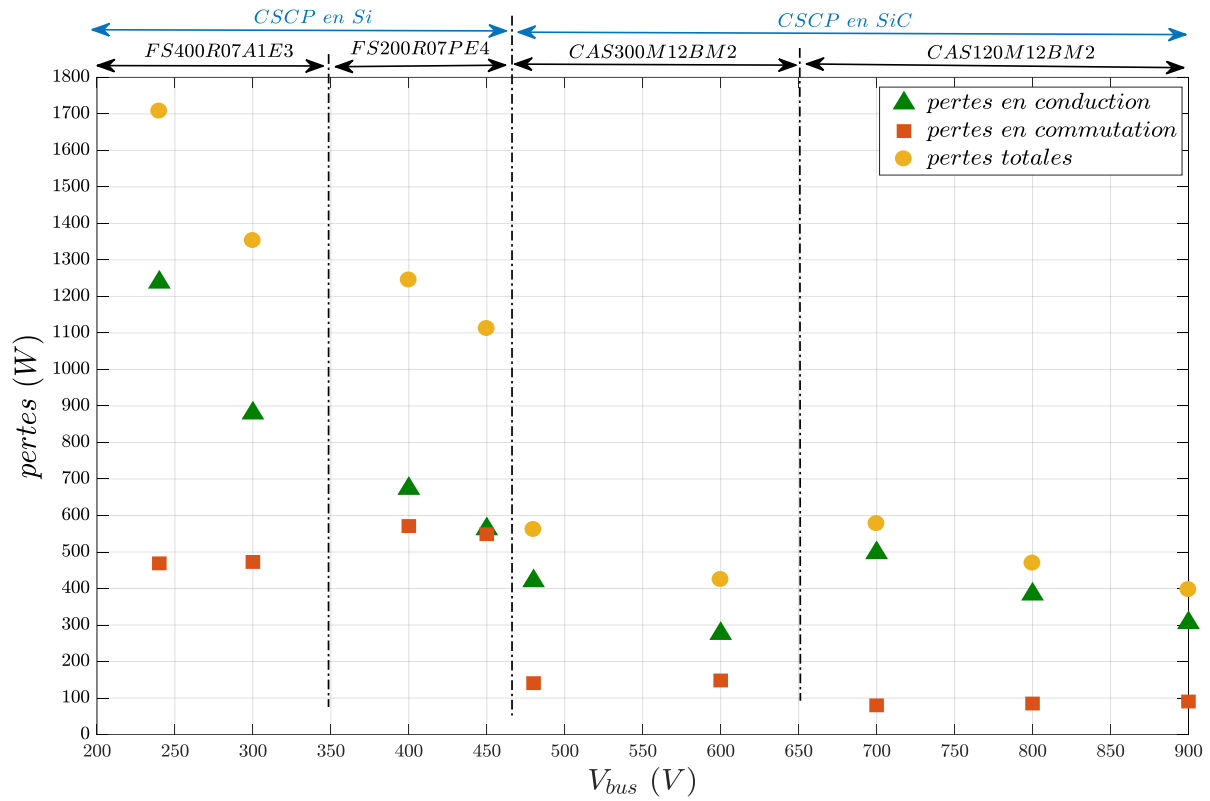


Figure 4.12 : Pertes en conduction , commutation et totales en fonction de la tension du bus DC pour un onduleur 2 niveaux IGBT Si (240 V à 450 V) et onduleur 2 niveaux MOSFET SiC (480 V à 900 V) ($m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi)=0.9$, $f_d=12$ kHz, $f_m=200$ Hz)

Les pertes en conduction diminuent toujours significativement lorsque la tension du bus DC augmente, ainsi que les pertes totales. Nous observons l'effet du changement de module de puissance (changement de puces) notamment à partir de 480 V et le remplacement des modules IGBT 600 V par des modules MOSFET SiC et son influence sur les pertes en conduction et totale en fonction de la tension du bus DC.

Une fois de plus, nous constatons l'intérêt d'utiliser des MOSFETs en carbure de silicium au lieu d'IGBTs en silicium. Cela se traduit par une diminution significative des pertes totales pour la même puissance mécanique de 60 kW et la même fréquence de découpage de 12 kHz.

Pour l'instant toutefois, les modules de puissance en carbure de silicium ne sont pas certifiés automobile et leur coût élevé peut être également un frein quant à leur utilisation dans une application automobile.

III.2. Onduleurs 3 niveaux de type NPC

La montée en tension n'est pas nécessairement favorable à une structure classique d'onduleur à CSCP en silicium car la rupture de gamme de tenue en tension provoque une augmentation significative des pertes par commutation malgré la diminution du courant, qui n'est pas compensée par la réduction des pertes en conduction.

Nous proposons ici d'utiliser une structure multi niveaux NPC. Cette dernière permet sous une tension de bus DC de 900 V, de faire travailler les composants à semi-conducteur sous 450 V et donc de choisir des composants 650 V possédant des performances en commutation bien supérieures aux composants 1200 V. Les contraintes en tension des composants sont alors identiques au cas d'un onduleur classique 2 niveaux alimenté par un bus continu de 450V. Il est

clair que la mise en série de deux composants 650 V se traduira par une augmentation considérable des pertes par conduction, mais il est intéressant d'analyser les pertes globales et l'intérêt potentiel d'une telle structure.

La Figure 4.13 présente l'onduleur triphasé trois niveaux comprenant deux condensateurs supposés de valeur égale et connectés en série. Les diodes de clamp (D_5 et D_6) permettent d'avoir un niveau de tension supplémentaire par rapport à un onduleur deux niveaux classique puisque ces diodes permettent d'avoir en plus le niveau $E/2$ en sortie de l'onduleur. Les contraintes de tenue en tension des composants à semi-conducteurs de puissance sont réduites d'un facteur 2 en considérant l'équilibrage des tensions aux bornes des deux condensateurs, ce qui permettra l'utilisation d'IGBT de 650 V de tenue en tension pour une batterie de 900 V max.

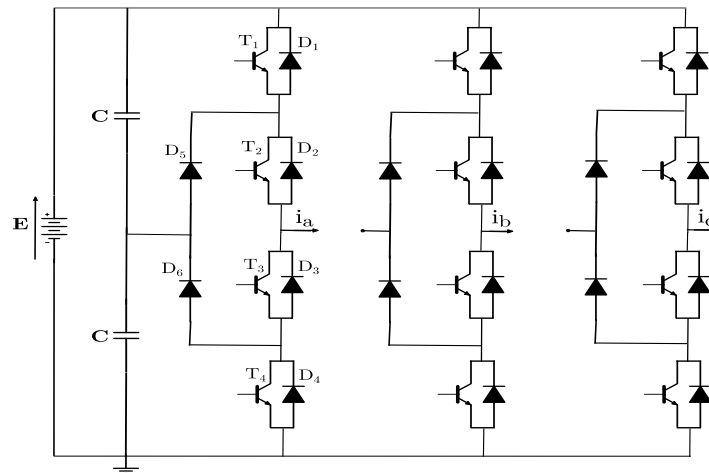


Figure 4.13 : Structure d'un onduleur triphasé 3 niveaux de type NPC

Pour la suite de ce chapitre les calculs seront faits sur un seul bras puis les pertes seront multipliées par trois afin d'obtenir les pertes totales. L'hypothèse faite considère que les trois bras engendrent les mêmes pertes.

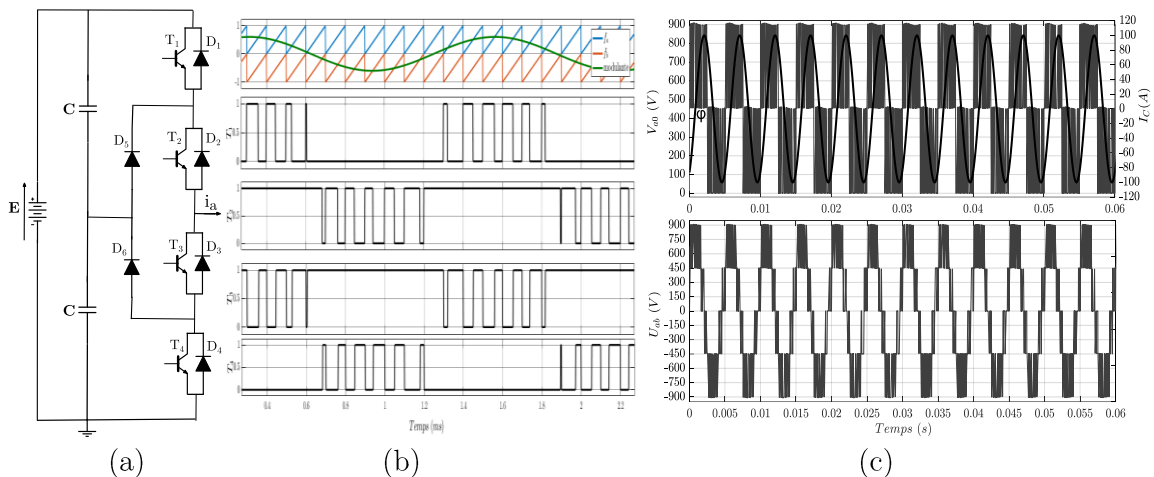


Figure 4.14 : Structure d'onduleur NPC 3 niveaux, (a) commande des IGBTs ; (b) tensions et courant à la sortie de l'onduleur 3 niveaux NPC pour une batterie 900 V

Les IGBTs T_1 , T_3 et T_2 , T_4 sont commandés de façon complémentaire. De cette, façon avec les stratégies de commande présentées dans la Figure 4.14, la tension V_{a0} a ici trois niveaux de valeurs (0, $+E/2$ et E) en fonction de l'état de conduction des IGBTs comme cela est indiqué dans le tableau ci-dessous

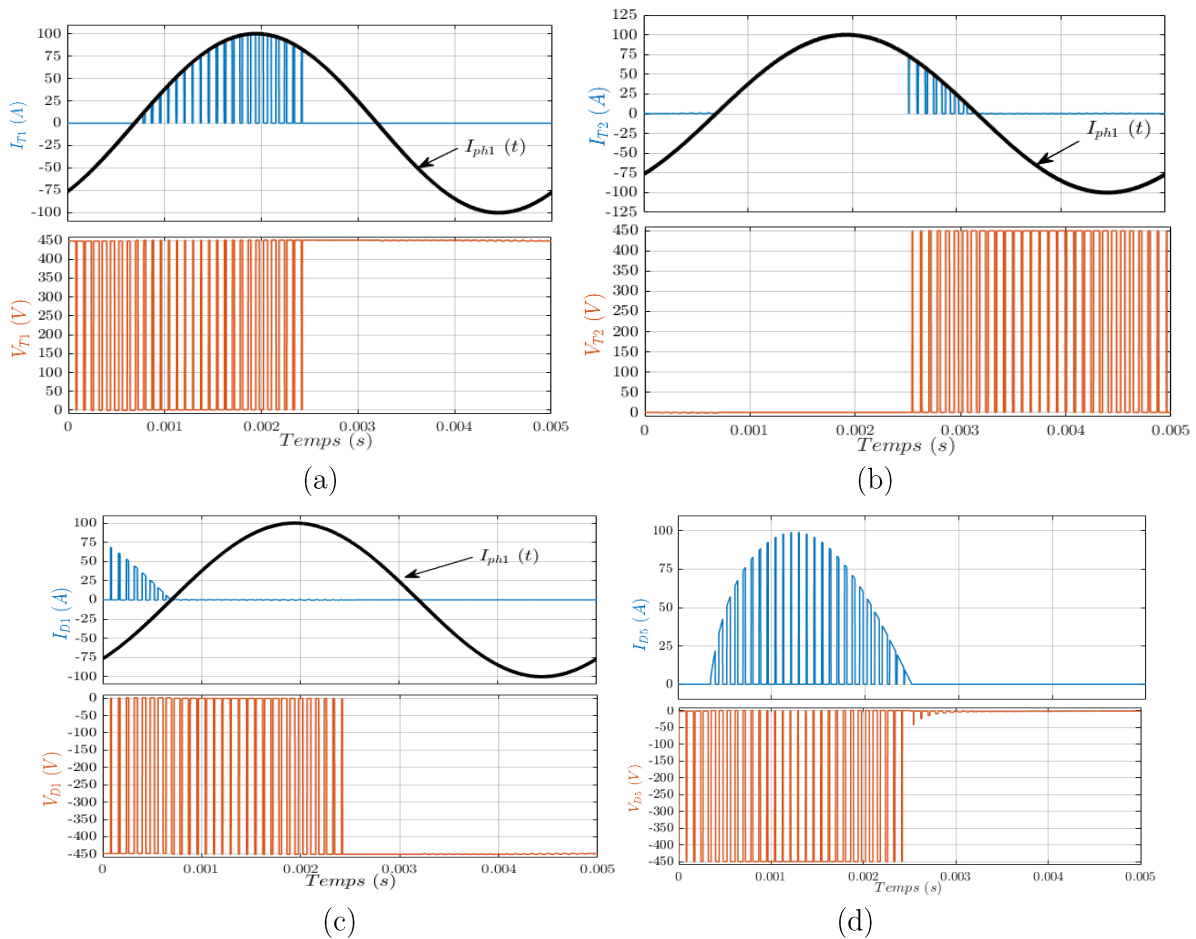
Tableau 4.4: Niveaux de tension en sortie de l'onduleur trois niveaux NPC

tension simple de sortie	Etats de commutation				Sens du courant	Le courant circule dans
	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄		
E	1	1	0	0	I>0	T ₁ et T ₂
					I<0	D ₁ et D ₂
E/2	0	1	1	0	I>0	D ₅ et T ₂
					I<0	D ₆ et T ₃
0	0	0	1	1	I>0	D ₄ et D ₃
					I<0	T ₄ et T ₃

Le Tableau 4.4 représente les états de conduction des IGBTs T₁, T₂, T₃, T₄. Les formes d'onde décrites dans la figure ci-dessus présentent la tension phase-neutre et la tension entre phase à la sortie de l'onduleur triphasé trois niveaux de type NPC pour une tension de bus DC de 900V, une commande MLI de fréquence de modulante de 200 Hz et une fréquence de découpage de 9.6 kHz. La charge présente toujours un facteur de puissance de 0.9. Les tensions entre-phases U_{ab} peuvent prendre cinq valeurs : {+E ; +E/2 ; 0 ; -E/2 et -E}.

Concernant le fondamental du courant de phase, la même forme d'onde que celle présentée à la figure 4.9 est utilisée ici pour le calcul des courants moyens et efficaces des IGBTs et des diodes.

Forme d'ondes des courants et tension des CSCP

Figure 4.15 : courant et tension dans l'IGBT (a) T₁ et (b) T₂ ; les diodes (c) D₁ et D₂, (d) D₅

Afin de simplifier le calcul des courants moyens et efficaces des IGBTs et des diodes de l'onduleur trois niveaux de type NPC, les conductions des transistors et diodes sont représentées selon les séquences suivantes présentées au tableau 4.5, de même pour les courants commutés par chacun des composants.

On rappelle que :

$$\begin{cases} w = 2 \cdot \pi \cdot f_{mod} \\ i_{ph}(t) = I_{ph1} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ \alpha(t) = m \cdot \sin(\omega t) \end{cases} \quad (94)$$

Courant conduit et commuté sur une période de modulation

Le Tableau 4.5 présente la valeur du courant moyen et du carré du courant efficace conduit sur une période de modulation, en prenant en compte le déphasage φ entre le courant et la tension. Nous remarquons, sur une période de modulation, que l'IGBT T_2 conduit d'avantage que l'IGBT T_1 , ce qui justifie des pertes par conduction supérieures. La même remarque peut être appliquée pour la diode D_5 qui, en fonctionnement moteur, conduit elle aussi d'avantage que les diodes D_1 et D_2 .

Tableau 4.5 : Courant moyen et efficace sur une période de modulation T_m

	Bornes d'intégration			courant moyen	Carré du courant efficace
	d	e	f		
T_1	$\frac{\varphi}{\omega}$	$\frac{\varphi}{\omega} + \frac{T_{mod}}{2}$	-	$\frac{mI_{ph1}}{4} \cdot \cos(\varphi)$	$4 \cdot \frac{m \cdot I_{ph1}^2}{3\pi} \cos(\varphi)$
T_2	$\frac{\varphi}{\omega}$	$\frac{T_{mod}}{2}$	$\frac{\varphi}{\omega} + \frac{T_{mod}}{2}$	$\frac{mI_{ph1}}{4\pi} \left(\frac{4}{m} + \varphi \cos(\varphi) - \sin(\varphi) \right)$	$\frac{I_{ph1}^2}{4\pi} \left(\pi - m \left(1 - \frac{5\cos(\varphi)}{3} + \frac{4\cos(2\varphi)}{3} \right) \right)$
D_1 et D_2	0	$\frac{\varphi}{\omega}$	-	$\frac{mI_{ph1}}{4\pi} (\sin(\varphi) - \varphi \cos(\varphi))$	$\frac{I_{ph1}^2}{4\pi} m \left(1 - \frac{1}{3} 4\cos(\varphi) - \cos(2\varphi) \right)$
D_5	$\frac{\varphi}{\omega}$	$\frac{T_{mod}}{2}$	$\frac{\varphi}{\omega} + \frac{T_{mod}}{2}$	$\frac{mI_{ph1}}{4\pi} \left(\frac{4}{m} + \varphi \cdot \cos(\varphi) - \cos(\varphi) \right)$	$\frac{I_{ph1}^2}{8\pi} \left(T - \frac{3}{2} \varphi - 2m \left(1 - \frac{5}{6} \cos(\varphi) \right) \right)$

Sur une période de découpage, le Tableau 4.6 résume les valeurs du courant commuté dans chacun des IGBTs T_1 , T_2 et des diodes D_1 , D_2 et D_5 en prenant en compte le déphasage entre la tension et le courant de phase.

Tableau 4.6 : Courant commuté par phase dans chaque composant, cf. Fig. 4.9

	$\left[0 \frac{\varphi}{\omega} \right]$	$\left[\frac{\varphi}{\omega} \frac{T_m}{2} \right]$	$\left[\frac{T_m}{2} \frac{T_m}{2} + \frac{\varphi}{\omega} \right]$	$\left[\frac{T_m}{2} + \frac{\varphi}{\omega} + T_m \right]$
T_1	0	$i_{ph}(t)$	0	0
T_2	0	0	$i_{ph}(t)$	0
D_1	$-i_{ph}(t)$	0	0	0
D_2	$-i_{ph}(t)$	0	0	0
D_5	0	$i_{ph}(t)$	0	0

Avec i_{ph} t , m et ω définis dans l'équation (94).

La Figure 4.16 présente les pertes dans l'onduleur 3 niveaux de type NPC alimentant une machine synchrone à aimants permanent d'une puissance de 60 kW et un facteur de puissance de 0.9, une fréquence de découpage de 9.6 kHz, un indice de modulation $m=1$ et une fréquence de modulation 200 Hz. L'onduleur 3 niveaux n'a été étudié que sur la plage de tension variant entre 480 V et 900 V. Il est clair que sous 480 V le choix de modules 650 V est très largement surdimensionné en tension. Toutefois, là encore, c'est le choix ultérieur d'une batterie 900 V (dont la tension évoluera entre 480 et 900 V entre un état totalement chargé et déchargé qui a dicté ce choix.

Les pertes estimées dans l'onduleur 3 niveaux sont comparées à la figure 4.16 à celles d'un onduleur 2 niveaux en silicium (qui sera pris comme référence) découpant à une fréquence de 12 kHz et dont la tension de bus DC varie entre 240 V et 450 V en maintenant une puissance mécanique de 60 kW et $m=1$.

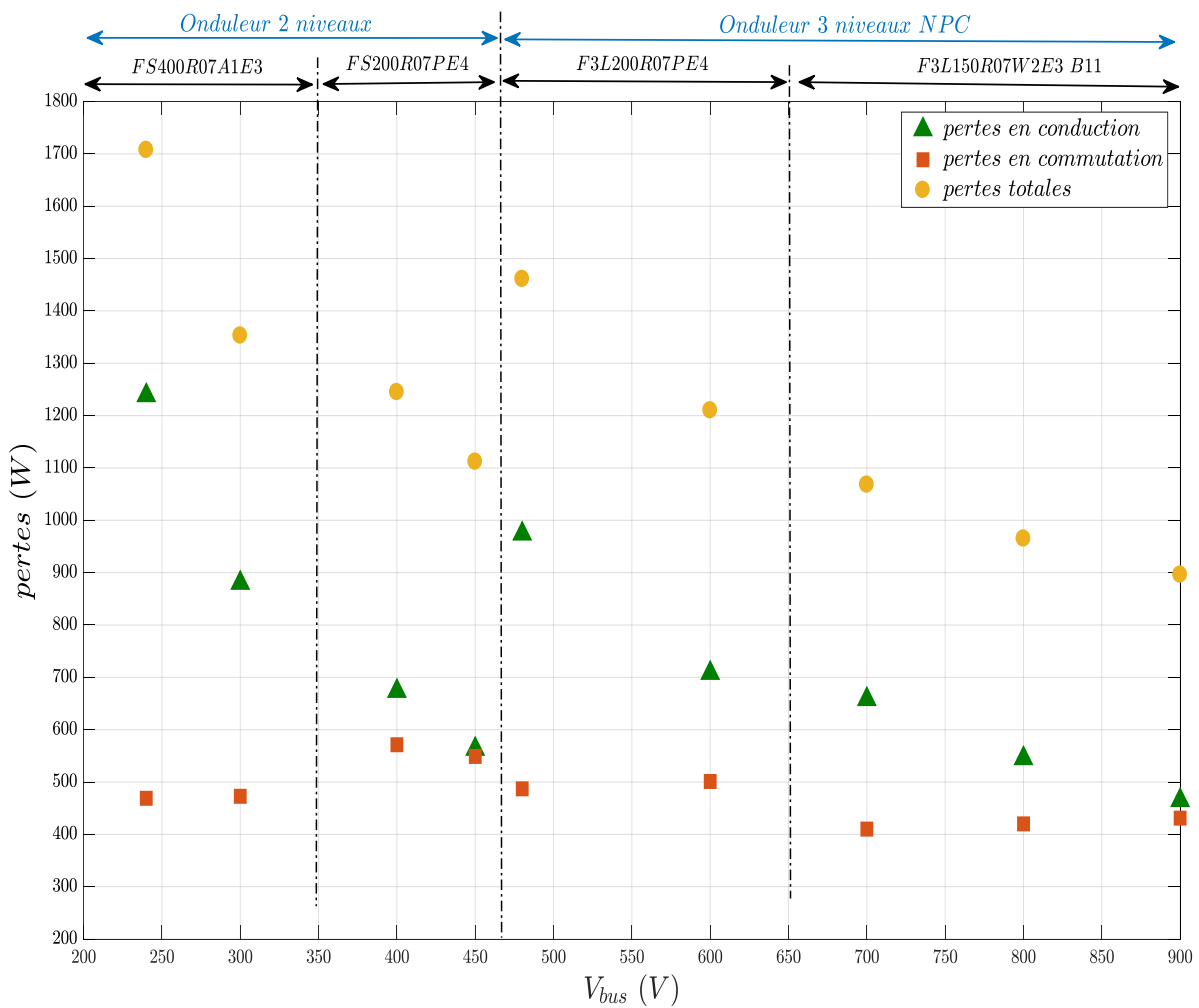


Figure 4.16 : Pertes en conduction, en commutation et pertes totales fonction de la tension du bus DC pour un onduleur 2 niveaux IGBT Si (240 V à 450 V) et onduleur 3 niveaux IGBT Si (480 V à 900 V) ($m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi)=0.9$, $f_d=12$ kHz (2 niveaux) et 9.6 kHz (3niveaux), $f_m=200$ Hz)

Les pertes de l'onduleur 3 niveaux de type NPC ont été calculées en utilisant les modules de puissance F3L200R07PE4 et F3L150R07W2E38B11 selon la valeur de la tension du bus DC, en maintenant toujours une température de jonction inférieure à 150 °C et pour une puissance de 60 kW.

Ces pertes peuvent ainsi être comparées aux estimations effectuées préalablement dans le cas d'un onduleur 2 niveaux triphasé FS200R12PT4. La comparaison s'effectue pour la même puissance mécanique soit 60 kW, une fréquence de modulation de 200 Hz et un indice de modulation valant 1.

Nous remarquons que l'onduleur 3 niveaux en silicium présente moins de pertes totales à partir de 700 V de tension de bus DC que l'onduleur 2 niveaux en silicium alimenté sous 450 V (tension de bus DC engendrant les pertes minimales pour les modules 650 V).

Dans les configurations à minimum de pertes à savoir 450 V_{DC} pour les modules 650 V et onduleur 2 niveaux et 900 V_{DC} pour les modules 650V et onduleur 3 niveaux, on constate une diminution significative des pertes totales de l'ordre de 200W.

D'après le Tableau 4.4, la diode D₅ de clamp est plus sollicitée que les diodes D₁ et D₂ et présentera donc beaucoup plus de pertes en commutation (recouvrement au blocage). Cette remarque a également été justifiée dans le chapitre 2.

Ainsi, dans la suite de ce manuscrit, la diode de clamp, source de pertes élevées au blocage sera remplacée par une diode Schottky 1200 V - 300 A afin de minimiser les pertes associées à cette diode. Dans ces conditions, les diodes Schottky SiC ne présentant pas (ou très peu) de recouvrement inverse, leurs pertes par commutation au blocage seront négligées.

Une diode 1200 V a été retenue ici, car bien qu'elle soit surdimensionnée en tension, nous n'avons pas trouvé de caractéristiques de diodes de puissance (en module de puissance) que pour ce niveau de tension.

Dans [1], les auteurs ont montré que les pertes peuvent être réduites par bras en remplaçant aussi les diodes en antiparallèle des IGBT T₁ et T₄ par des diodes Schottky en SiC.

La figure 4.17 suivante présente la répartition des pertes dans les composants de l'onduleur 3 niveaux selon que la diode de clamp D₅ est en silicium ou en SiC.

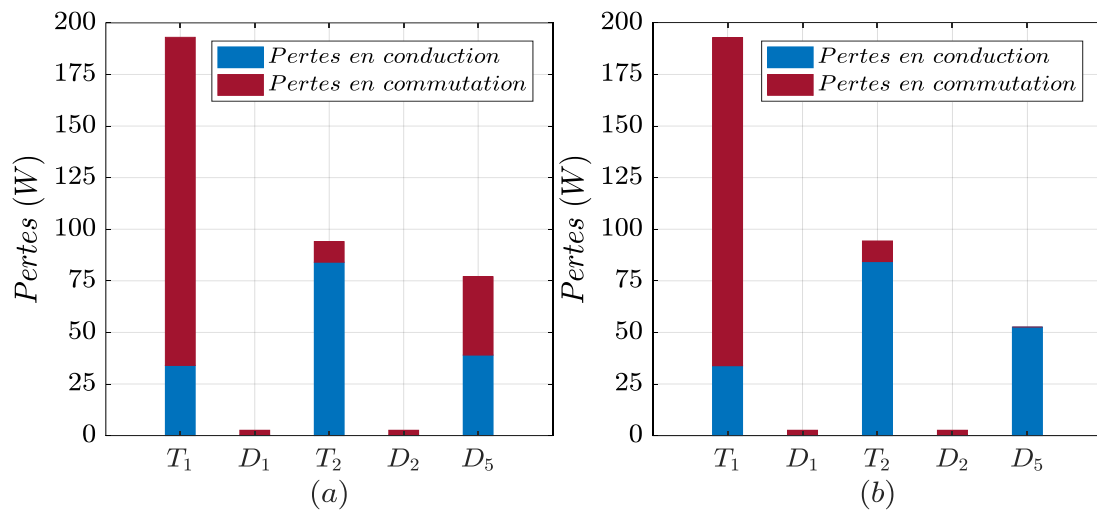


Figure 4.17 : Pertes totales en conduction et en commutation (a) IGBT et diodes Si , (b) IGBT Si et diodes de 'clamp' SiC ($V_{bus} = 900$ V, $m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi) = 0.9$, $f_d = 9.6$ kHz (3niveaux), $f_m = 200$ Hz)

La Figure 4. 18 présente les pertes dans l'onduleur 3 niveaux de type NPC en silicium avec les diodes de clamp en carbure de silicium et alimentant à nouveau une machine synchrone à aimants

permanent d'une puissance de 60 kW avec une fréquence de découpage de 9.6 kHz, un indice de modulation $m=1$ et une fréquence de modulation 200 Hz. La tension du bus DC varie entre 480 V et 900 V. Nous prenons en référence, pour la comparaison, l'onduleur 2 niveaux en silicium pour une tension de bus DC variant entre 240 V et 450 V.

On note que dans ce mode de fonctionnement (moteur et faible déphasage courant/tension) les diodes D_1 et D_2 présentent de très faibles pertes. Elles auront à conduire un courant important en mode de régénération. On note également une augmentation des pertes en conduction dans la diode de clamp SiC. Cette augmentation est liée au choix du calibre en tension (1200 V ici pour cause de disponibilité de ces composants à fort calibre en courant). Il est clair que le choix d'une diode 600 V ou 650 V aurait permis de minimiser ces pertes et de rendre la solution plus pertinente encore.

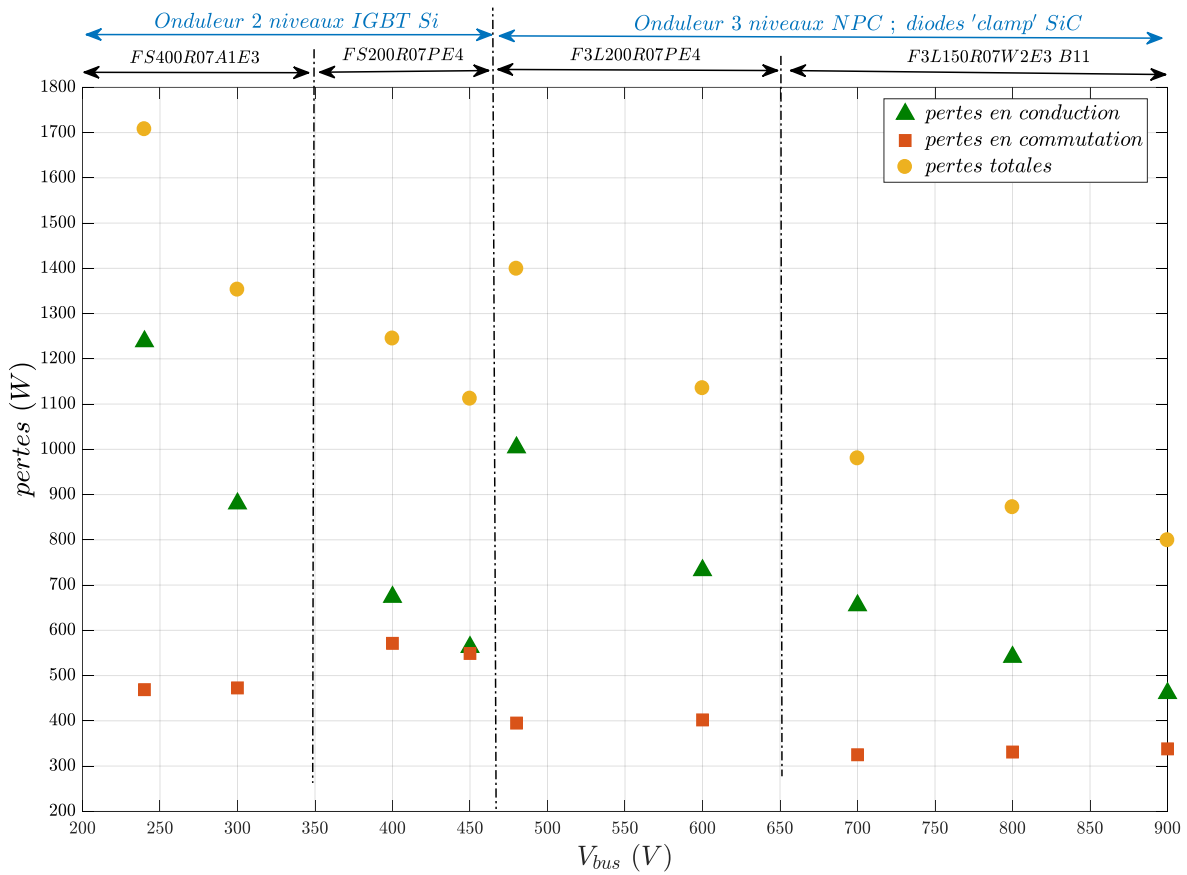


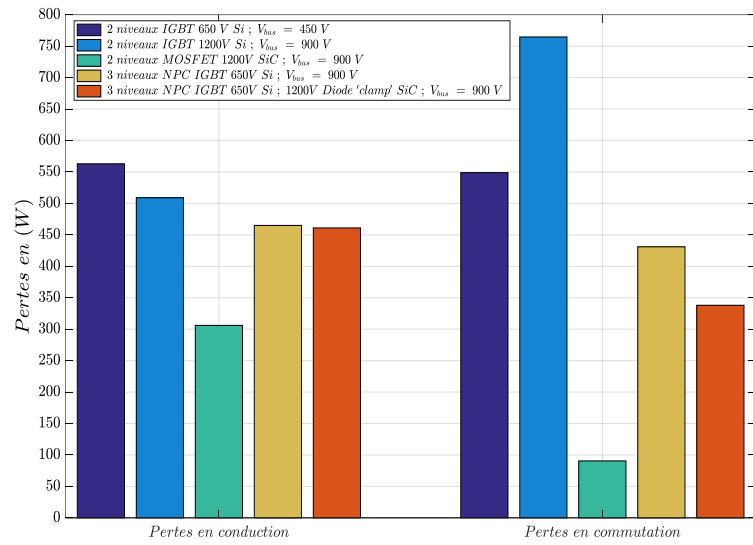
Figure 4. 18 : Pertes en conduction, en commutation et totales en fonction de la tension du bus DC pour un onduleur 2 niveaux IGBT Si (240 V à 450 V) et onduleur 3 niveaux IGBT Si et diodes clamp en SiC (480 V à 900 V) ($m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi)=0.9$, $f_d=12$ kHz pour l'onduleur 2 Niveaux et 9.6 kHz pour l'onduleur 3 niveaux, $f_m=200$ Hz)

En comparant les onduleurs 3 niveaux entre eux c'est-à-dire en comparant un onduleur NPC tout silicium et un onduleur NPC silicium avec diode de clamp en SiC, une diminution significative des pertes est observée. En effet, la diode de Clamp en SiC présente des pertes par commutation supposées nulles et des pertes par conduction quasiment similaires à celles des diodes de Clamp en silicium comme le montre la Figure 4.17. Les pertes dans les autres IGBTs et diodes restent inchangées.

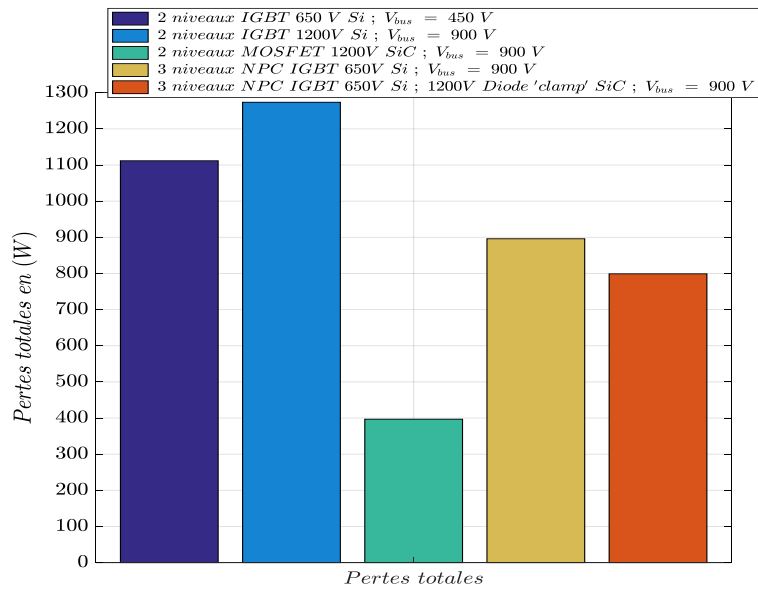
III.3. Comparaison des structures d'onduleurs

La Figure 4.19 présente une comparaison des pertes en conduction et en commutation dans un onduleur 2 niveaux en silicium, un onduleur 2 niveaux basé sur des MOSFET SiC, un onduleur 3 niveaux de type NPC tout silicium et un onduleur NPC en silicium et à diode de clamp en SiC. Nous comparons ici les cinq topologies d'onduleur, au même point de fonctionnement. L'onduleur classique 2 niveaux, alimenté sous 450 V servira de référence. La tension de bus DC vaut ici soit 450 V soit 900 V et les structures retenues et les machines sont adaptées à ces niveaux de tension.

Le point de fonctionnement choisi est le point nominal à 60 kW de puissance. La fréquence de découpage est maintenue à $f_d=12$ kHz pour les onduleurs 2 niveaux et 9.6 kHz pour les onduleurs 3 niveaux de type NPC. La fréquence fondamentale du courant de phase est fixée à 200 Hz. La MSAP développe un couple de 190 N.m. et tourne à 3000 tr/min.



(a)



(b)

Figure 4.19 : Synthèse des pertes (a) en conduction et commutation (b) totales pour $f_d = 12$ kHz (2niveaux) et 9.6 kHz (3niveaux), avec $f_m = 200$ Hz, $m=1$, $P=60$ kW, $\cos(\varphi) = 0,9$ à 450 V et 900

Pour un point de fonctionnement identique, les pertes de l'onduleur deux niveaux à base de MOSFET SiC 1200 V pour un bus DC de 900 V sont réduites de façon considérable comparativement aux onduleurs deux niveaux en silicium pour un bus DC de 450 V (IGBT 650 V) et un bus DC de 900 V (IGBT 1200 V).

Concernant l'onduleur trois niveaux NPC, en remplaçant les diodes de clamping en Si par des diodes en SiC, les pertes en commutation sont réduites. Ainsi, côté onduleur de traction, l'intérêt de la montée en tension du bus DC de 450 V à 900 V devient intéressante si les CSCP en silicium sont remplacés par des composants en carbure de silicium, au moins pour les diodes les plus contraintes.

Les pertes totales générées par l'onduleur 2 niveaux à IGBT 650 V pour une tension de bus DC de 450 V sont de l'ordre de 1100 W dont 550 W sont attribué aux commutations.

L'augmentation de tension du bus DC à 900 V nécessite un changement de calibre en tension des IGBTs et des diodes à $V_{BR}=1200$ V. Les performances en commutation de ces composants sont fortement dégradées comparativement aux IGBT 650 V. Les composants silicium 1200 V commutent beaucoup plus lentement que leurs homologues 650 V, même pour un courant coupé plus faible.

On remarque ainsi une augmentation de 200 W des pertes par commutation dans les IGBT 1200 V alimentés par une batterie 900 V par rapport à la structure de référence (batterie 450 V et IGBT 650 V). Cette augmentation n'est pas compensée par la diminution de l'ordre de 50 W des pertes par conduction.

En effet, l'augmentation du calibre en tension des composants entraîne une augmentation des résistances à l'état passant R_{CE_ON} de ces derniers. L'augmentation du niveau de tension du bus DC entraîne une diminution du courant dans les mêmes proportions si la machine est adaptée. La valeur efficace du courant de ligne est diminuée d'environ 50 %. La chute du courant de ligne associée à une augmentation de R_{CE_ON} ne permet pas de réduire suffisamment les pertes par conduction pour compenser l'augmentation des pertes par commutation.

Dans l'état actuel des technologies, l'augmentation de la tension du bus DC et de la tension nominale de la machine ne permettent pas d'améliorer significativement le rendement de l'onduleur de traction dès lors que l'on conserve des composants silicium.

Tableau 4.7 : Dimensions et surface actives des puces dans les modules de puissance

		Dimensions (mm)	Surface active silicium (mm ²)	Surface active diode
FS400R07A1E3	Infineon IGBT3 / diode3 : 650 V\400 A	128 x 98	12 x (9.73 x 10.23)	12 x (9.2 x 5.44)
FS200R12PT4	Infineon IGBT4 / diode4 : 1200 V\200 A	130 x 70	6 x (15.99 x 12.08)	12 x (7 x 7.3)
F3L200R07PE4	Infineon IGBT4 / diode4 : 650 V\200 A	130 x 70	6 x (9.73 x 10.23)	6 x (9.2 x 5.44)
CAS120M12BM2	Cree 1200 V\120 A	3 x (106 x 61.4)		

IV. Modélisation des pertes dans le cas d'une décharge de batterie

Nous avons montré précédemment que l'onduleur présente un minimum de pertes lorsque la tension du bus DC est maximale à calibre de transistor donné. A titre d'exemple, dans le cas des onduleurs 2 niveaux, nous avons constaté que les pertes étaient minimales pour les IGBT silicium 650 V pour une tension de bus DC de 450 V, et minimales pour les IGBT 1200 V dans le cas cette fois d'une tension de bus DC de 900 V.

Toutefois, lors d'un fonctionnement en traction, la tension aux bornes de la batterie va évoluer lorsque la batterie se déchargera.

Nous allons ici mettre en évidence l'effet de la variation du bus DC sur les pertes de l'onduleur deux niveaux et trois niveaux de type NPC pour un pack de batterie d'une tension nominale de 450 V et 900 V, et au point de fonctionnement nominal mécanique.

La machine est dimensionnée pour la tension minimale du pack de batterie soit le maximum du courant de charge. Dans ces conditions, l'onduleur travaillera alors à son maximum d'indice de modulation $m=1$ sous 240 V de tension batterie (pour une batterie de 450 V) et sous 480 V de tension batterie (pour une batterie de 900 V). Nous supposons ainsi que lors de son utilisation, la tension de la batterie 450 V pourra évoluer de 450 V à 240 V et de 900 V à 480 V pour la batterie 900 V entre un état de pleine charge et une décharge quasi complète.

Un module de puissance est choisi pour chaque couple « pack de batterie – machine ». La procédure de choix du module est définie dans le chapitre 2. Pour une puissance et une tension de bus DC données, nous déduisons le courant et donc, ces deux paramètres définissent la tenue en tension et le courant nominal que doit supporter le CSCP. Puis le module de puissance correspondant est choisi parmi d'autres module de puissance de la base de donnée créée lors de ces travaux de thèse.

Les évolutions de l'indice de modulation et de la tension simple de sortie de l'onduleur sont présentées Figure 4.20. Nous supposons que la tension machine est maintenue constante quelle que soit l'état de charge de la batterie pour fournir la puissance de 60 kW, et c'est ici l'indice de modulation qui évoluera contrairement à ce que nous avons présenté à la Figure 4.6 lorsque nous cherchions à évaluer l'adéquation onduleur / machine pour différentes valeurs de tension de bus DC.

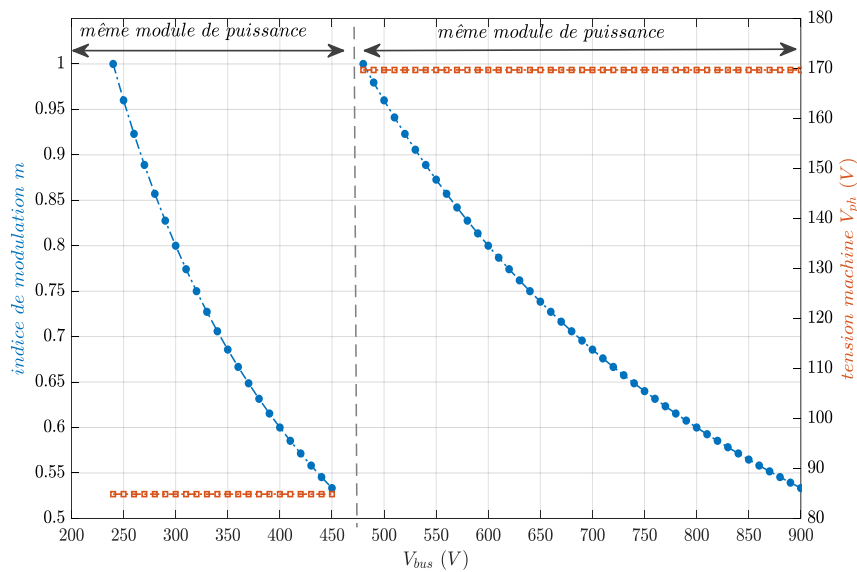


Figure 4.20 : Evolution de l'indice de modulation (variable) et de la tension machine par phase (constante) en fonction de la tension du bus continu

Les modules de puissance choisis pour l'estimation des pertes totales (conduction et commutation ou recouvrement) sont définis au Tableau 4.8. Chaque module est utilisé sur la plage de tension DC de [240 V-450 V] ou [480 V - 900 V].

Tableau 4.8 : Modules de puissance choisis pour l'estimation des pertes

Références	CSCP	V_{CEmax} (V)	I_c (A)	T_{jmax} (°C)	topologie
FS400R07A1E3	IGBT Si / Diode Si	650	400	150	Onduleur 2 niveaux
FS200R12PT4		1200	200		
F3L200R07PE4		650	200		Onduleur 3 niveaux NPC
CAS300M12BM2	MOSFET / Diode SiC	1200	300		Onduleur 2 niveaux

Dans cette partie également, nous considérerons l'onduleur classique à 2 niveaux triphasé à CSCP en silicium, alimenté sous 450 V et utilisant des IGBT 650 V comme référence de comparaison. La puissance mécanique de la machine est maintenue à 60 kW pour toutes les topologies comparées. La fréquence de découpage est de 12 kHz pour les onduleurs 2 niveaux et 9.6 kHz pour les onduleurs 3 niveaux de type NPC.

Dans cette partie, les pertes sont calculées suivant la caractéristique de charge-décharge de packs batterie de tension nominale 450 V et 900 V. On considère toujours une puissance délivrée de 60 kW, et une fréquence de modulation de 200 Hz pour les onduleurs deux et trois niveaux.

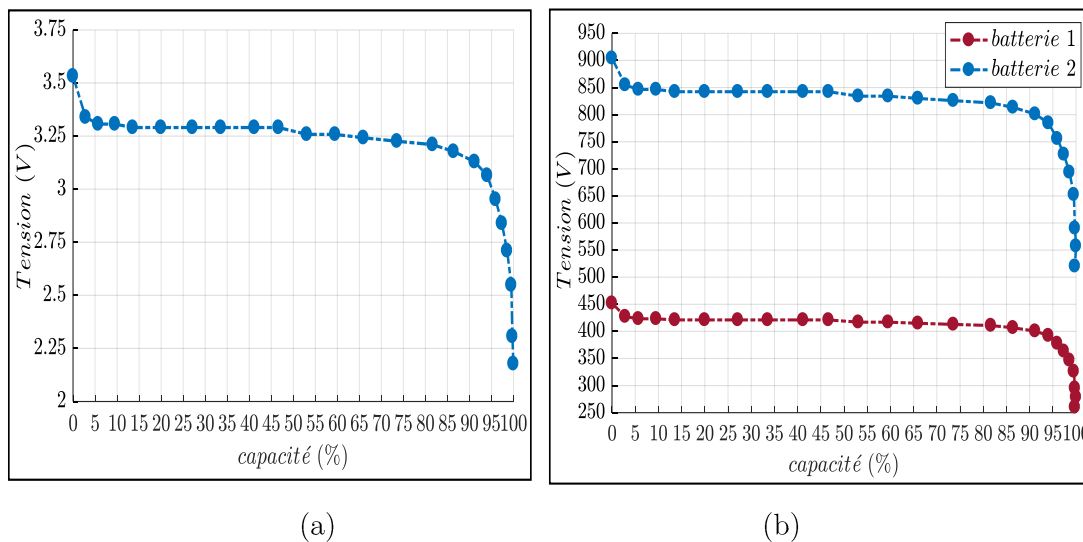


Figure 4.21 : caractéristique de décharge d'une cellule élémentaire [95] (a) et du pack de batterie 900 V et 450 V (b)

Comme on peut le voir sur la Figure 4.21 (a), la tension d'une cellule de batterie Lithium-Ion décroît très faiblement jusqu'à environ 90% de la capacité où la tension chute alors fortement. Un pack de batterie étant constitué de plusieurs cellule élémentaires en série, cette observation reste valable pour des batteries de 450 V et 900 V.

Ces caractéristiques sont issues d'un comportement réel de cellule de batterie en lithium-ion utilisé dans l'application véhicule électrique.

IV.1. Pertes totales dans un onduleur triphasé deux niveaux

La Figure 4.22 présente l'évolution des pertes totales en considérant un comportement réaliste de l'évolution de la tension aux bornes de la batterie en fonction de son état de décharge. Nous nous focalisons ici sur des onduleurs 2 niveaux avec composants silicium 650 V pour la batterie 450 V et silicium et SiC 1200 V pour la batterie 900 V. La fréquence de découpage est maintenue à 12 kHz, l'onduleur est supposé délivrer sa puissance nominale (60 kW) quel que soit l'état de charge de la batterie, et enfin la fréquence de modulation est conservée à 200 Hz.

D'après cette figure, les pertes totales évoluent suivant l'état de décharge du pack de batterie et donc suivant la tension du bus DC. Elles suivent l'évolution de la tension aux bornes de la batterie.

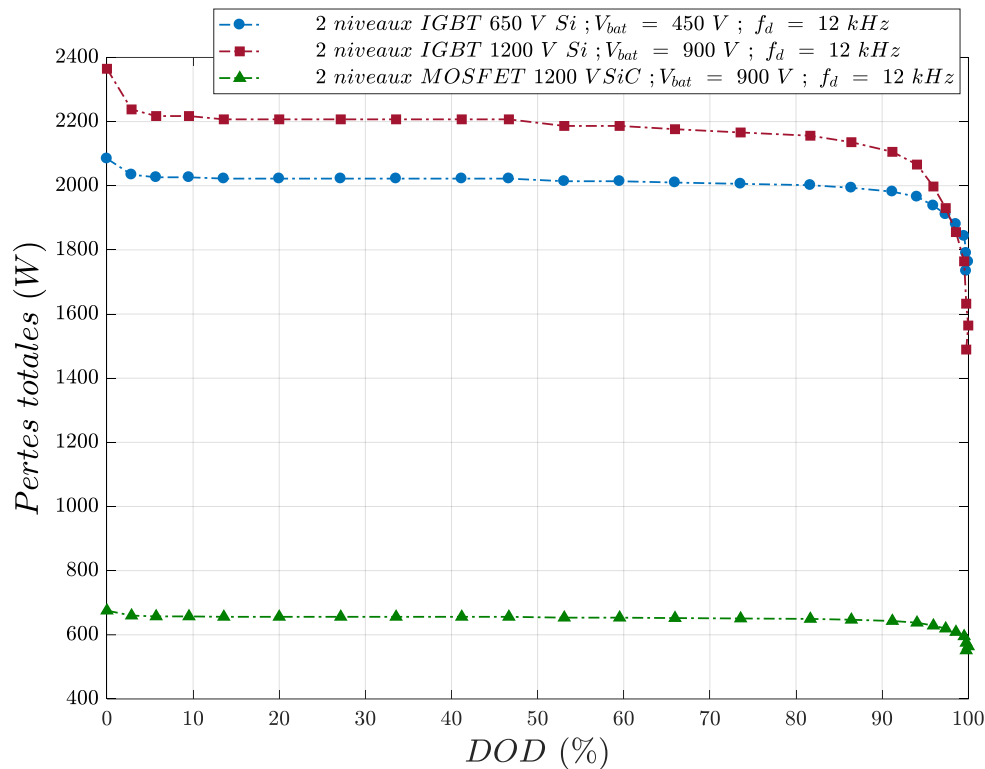


Figure 4.22 : Pertes totales d'un onduleur 2 niveaux en fonction de l'état de décharge de la batterie, $f_d = 12$ kHz, $P = 60$ kW, $f_m = 200$ Hz

On constate ici que l'onduleur deux niveaux en silicium alimenté par un pack de batterie de tension nominale 450 V présente des pertes totales inférieures d'environ 200 W (environ 10% plus faibles) sur la quasi intégralité sur cycle de décharge de la batterie que l'onduleur adapté à une batterie 900V dans les mêmes conditions d'utilisation.

L'onduleur 2 niveaux avec des composants à semiconducteurs de puissance en carbure de silicium alimenté par une batterie de tension nominale 900 V présente des pertes plus faibles d'un facteur 3 comparativement à l'onduleur 2 niveaux en silicium équivalent (composants 1200 V et batterie 900 V) pour la même fréquence de découpage et la même puissance nominale.

IV.2. Pertes totales dans un onduleur triphasé trois niveaux NPC

Nous considérons que la MSAP est dimensionnée pour le minimum de la tension batterie, et qu'à ce minimum de tension elle est capable de délivrer la puissance mécanique de 60 kW. L'indice de modulation varie donc entre 0,53 (tension batterie maximale) et 1 (batterie totalement déchargée).

Nous prenons pour la suite l'onduleur 2 niveaux en silicium (composants 650 V) adapté à la batterie de tension nominale de 450 V comme référence.

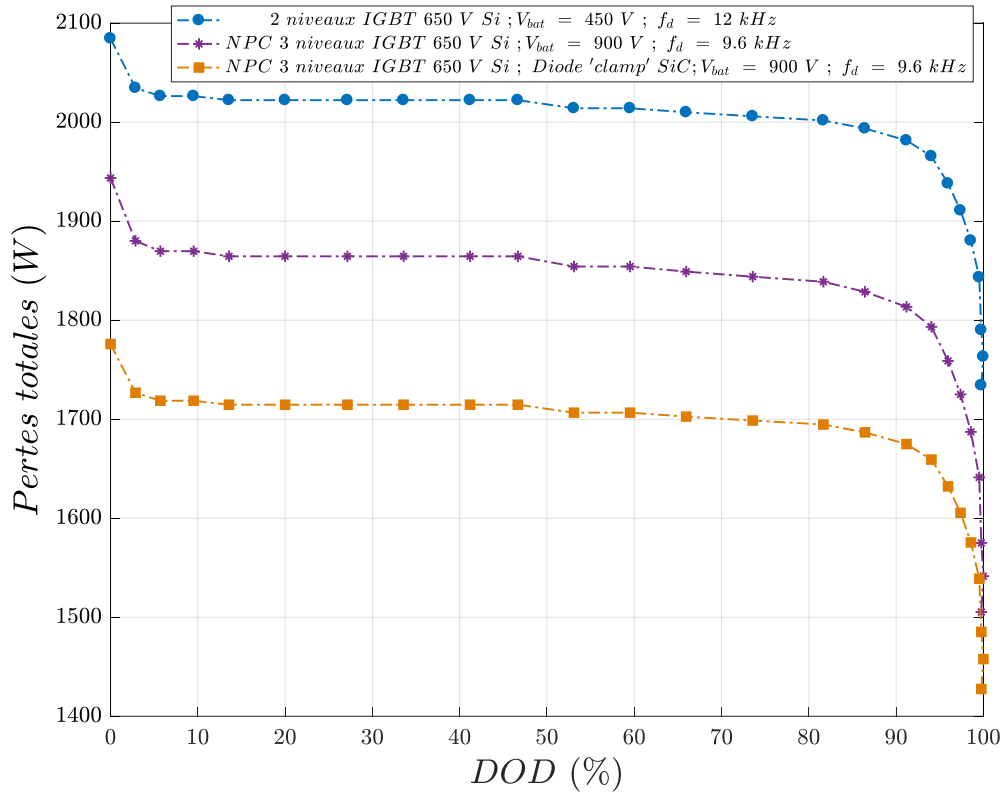


Figure 4.23 : pertes totales d'un onduleur 3 niveaux NPC, $f_d = 12$ et 9.6 kHz, $P = 60$ kW

La Figure 4.23 présente les pertes totales générées par l'onduleur NPC à une fréquence de découpage valant 9.6 kHz et une puissance de 60 kW. Ces pertes diminuent légèrement avec la décharge du pack de batterie.

La topologie d'onduleur 3 niveaux de type NPC présente moins de pertes totales que les pertes de l'onduleur deux niveaux pris comme référence de comparaison, de l'ordre de 7,5% pour l'onduleur NPC tout silicium et de 15% pour l'onduleur NPC avec diodes de clamp en SiC.

IV.3. Comparaison des pertes sur un cycle de décharge

Dans cette partie, l'aire sous les courbes des pertes totales est estimée en fonction de la décharge d'un pack de batterie, pour les deux topologies d'onduleur 2 niveaux et 3 niveaux en silicium ou en carbure de silicium. Cette représentation a été arbitrairement choisie afin de simplifier la lecture des résultats présentés par exemple aux Figure 4.22 et Figure 4.23.

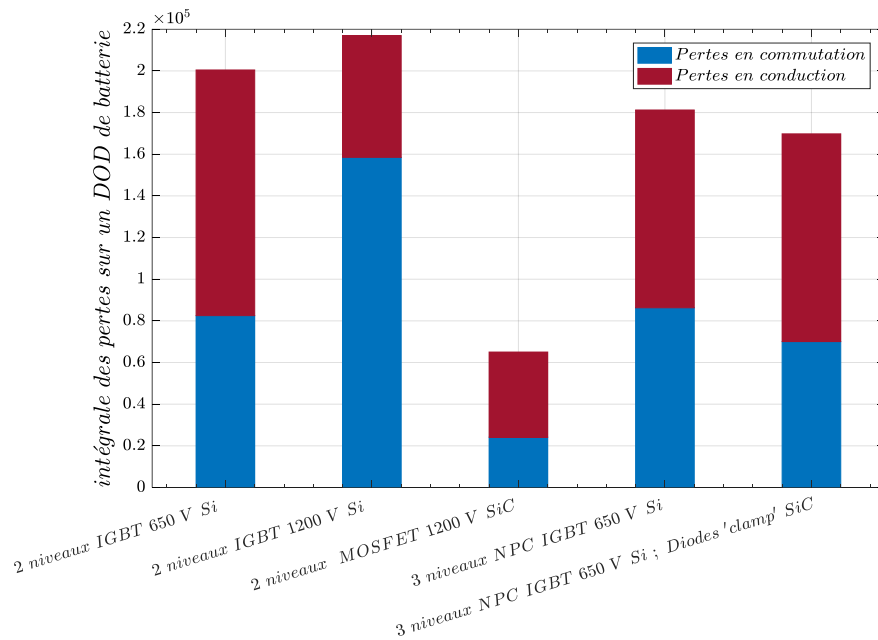
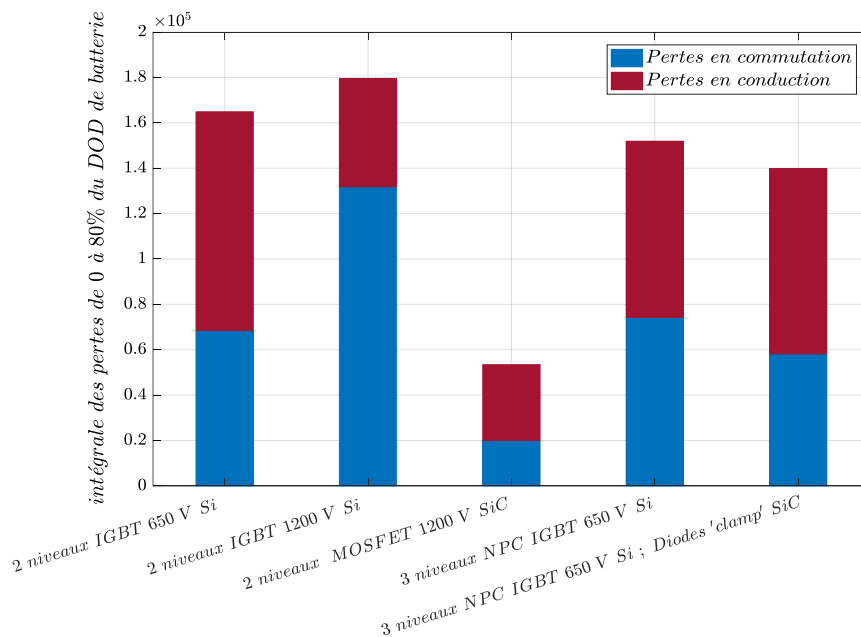


Figure 4.24 : Aire sous la courbe pertes totales en fonction de 0% à 100% du DOD batterie pour toutes les topologies étudiées

La comparaison des aires des pertes totales sur un cycle de décharge (de 0% à 100%) du pack batterie montre que l'onduleur deux niveaux en silicium pour une tension nominale batterie de 900 V engendre moins de pertes en conduction que l'onduleur 650 V adapté à la batterie 450 V, et plus de pertes en commutation, mais les pertes totales restent considérablement plus élevées que celles de l'onduleur de référence.

Ce dernier reste toutefois moins avantageux que l'onduleur 3 niveaux de type NPC à une fréquence découpage de 9.6 kHz et que l'onduleur 2 niveaux à CSCP en carbure de silicium. Cette topologie se distingue une fois de plus.

En prenant une marge de sécurité concernant la décharge du pack de batterie, nous calculerons l'aire sous la courbe pour une décharge de batterie allant de 20 à 100% et de 20 à 80%.



(a)

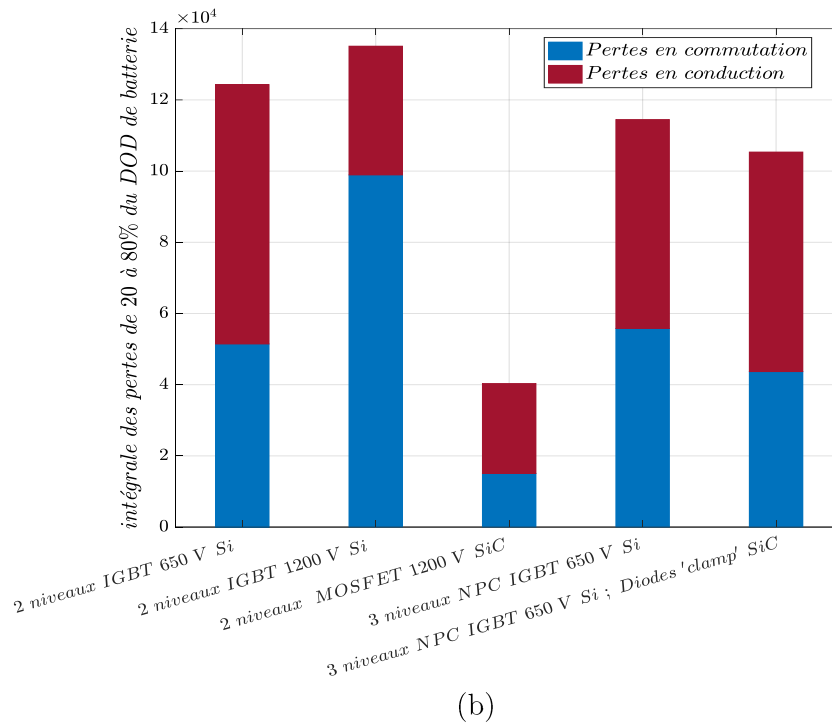


Figure 4.25 : Aire sous la courbe pertes totales en fonction de (a) 20% à 100% et (b) 20% à 80 % du DOD batterie pour toutes les topologies étudiées

Les mêmes remarques faites pour le calcul de l'intégral des courbes pour une décharge complète de pack de batterie restent valables dans le cas où nous prenons des marges de sécurité en maintenant les mêmes conditions de comparaison (même puissance de 60 kW délivrée à la machine, même fréquence de modulateur de 200 Hz, un couple nominal de 190 N.m, un indice de modulation variant suivant la valeur de la tension du bus DC et une fréquence de découpage valant 12 kHz pour les onduleurs 2 niveaux classiques et 9.6 kHz pour les onduleurs 3niveaux). Ces estimations de pertes utilisent le modèle développé dans le chapitre 3.

Comme nous avons pu le voir précédemment, le rendement du convertisseur dépend du niveau de la tension batterie, bien que cette tension évolue relativement peu sur un cycle de décharge. Considérer un fonctionnement à puissance nominale constante sur une décharge complète ou quasi complète de la batterie n'est pas réaliste. Aussi dans la suite de ce chapitre, nous considérerons un profil de mission plus réaliste, et nous comparerons l'efficacité des différentes structures d'onduleur sur ces cycles de fonctionnement.

V. Comparaison des structures d'onduleur sous un profil de mission type Artémis à une tension de batterie constante

L'étude s'appuie sur une base de données dont j'ai pu disposer au sein de l'institut Vedecom. Cette base de donnée me permet de connaître pour chaque point de fonctionnement (couple / vitesse) les courants, tensions et facteurs de puissance au niveau de la machine. Toutefois, les données dont je dispose ne correspondant qu'à une machine adaptée à un bus DC de 900 V, l'étude se focalisera sur ce niveau de tension, et je ne serai pas en mesure d'effectuer la comparaison avec une machine plus basse tension adaptée à une batterie 450 V.

Les cycles de la Figure 4.26 seront utilisés pour calculer les pertes dans les différentes structures d'onduleur de traction en considérant une tension de bus maintenue à 900 V.

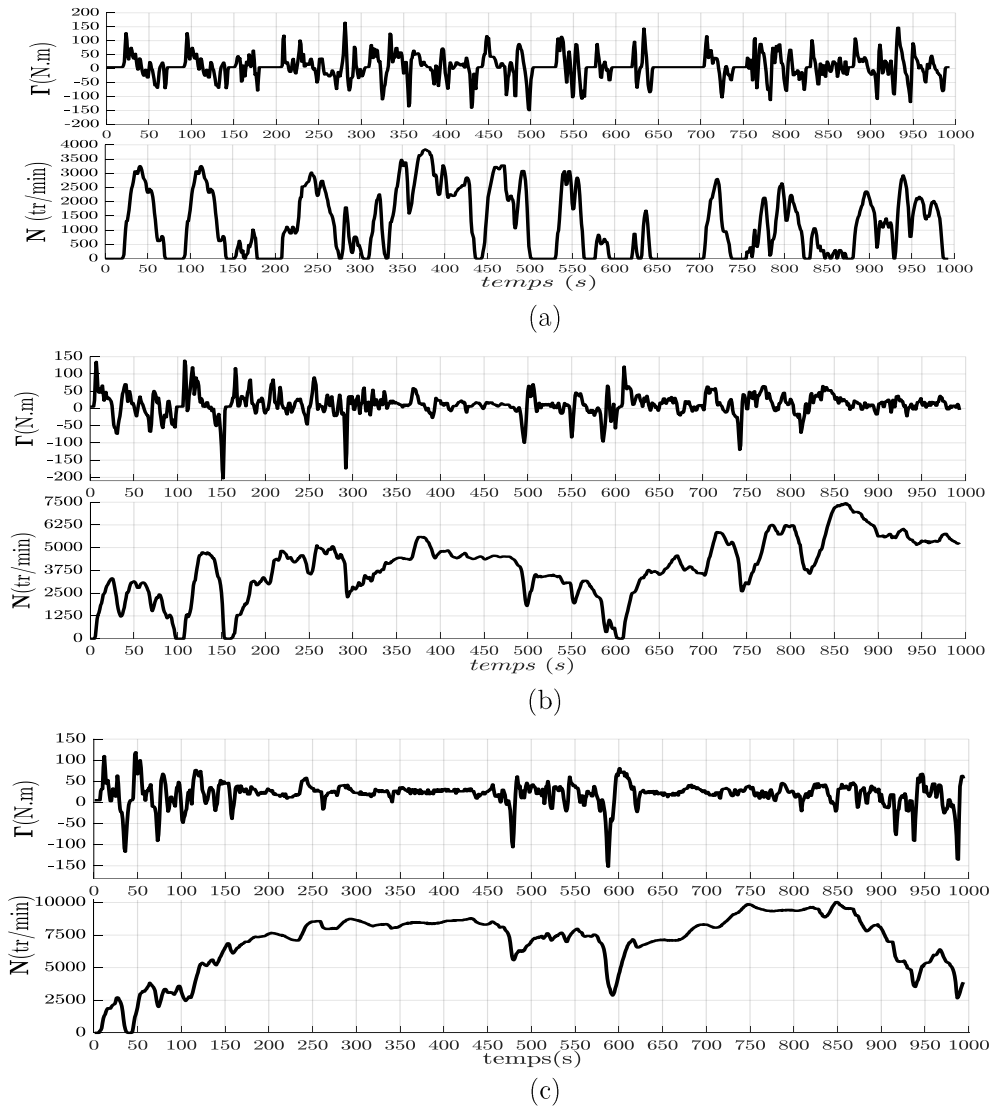


Figure 4.26 : Cycle Artémis (a) urbain, (b) routier et (c) autoroutier

Les pertes sont comparées sur un cycle complet (urbain, routier et autoroutier) en fonction du temps pour différentes topologies d'onduleur triphasé 2 niveaux avec des IGBT en Si ou des MOSFET en SiC pour une fréquence de découpage de 12 kHz et 3 niveaux NPC avec des IGBT en Si et des diodes 'clamp' en Si ou en SiC pour une fréquence de découpage de 9.6 kHz.

Cette comparaison permet d'avoir un ordre de grandeur des pertes sur un cycle Artémis et

pouvoir déterminer la topologie d'onduleur présentant la meilleure efficacité énergétique sur la totalité du cycle urbain, routier et autoroutier pour une tension de bus maximale de 900 V et une puissance côté machine variable sur un cycle fonctionnement.



Figure 4.27 : pertes totales sur un cycle Artémis, $f_d = 12$ kHz (2 niveaux) et 9.6 kHz (3 niveaux),
(a) urbain, (b) routier, (c) autoroutier

La lecture de la Figure 4.27 ne permet pas de distinguer la différence entre les pertes totales des onduleurs 3 niveaux de type NPC et l'onduleur 2 niveaux en silicium, une tension de bus DC de 900 V et une fréquence de découpage de 12 kHz (pour l'onduleur 2 niveaux) et 9.6 kHz (pour l'onduleur 3 niveaux) sur un cycle urbain, routier ou autoroutier. Nous comparons l'aire sous chacune des courbes des structures dans le cas d'un cycle urbain, routier et autoroutier pour une

tension de bus maintenue à 900 V pour une fréquence de découpage de 12 kHz pour l'onduleur 2 niveaux et 9.6 kHz pour l'onduleur 3 niveaux de type NPC (afin de conserver là encore la même ondulation de courant).

En comparant les pertes dans les différentes topologies, l'onduleur 2 niveaux triphasé classique en silicium est le moins intéressant notamment lorsqu'on le compare à l'onduleur 2 niveaux triphasé en carbure de silicium. Les onduleurs 3 niveaux de type NPC sont également, à un degré moindre plus performants que l'onduleur 2 niveaux en silicium en gardant les diodes 'clamp' soit en Si ou de type Schottky SiC. Cet écart reste moins important comparativement à l'étude effectuée sur les onduleurs 2 niveaux en SiC et silicium, car ici, seul l'impact des diodes de 'clamp' est mis en avant. La différence de pertes dans les onduleurs NPC aurait été plus importante si les transistors IGBT 650 V avaient été remplacés par des composants MOSFET SiC de même calibre. Toutefois, dans l'état actuel des technologies, les MOSFET SiC de calibre 650 V ne sont pas disponible sur le marché. Le calibre en tension immédiatement supérieur est 900 V. Ces composants auraient été surdimensionnés en tension dans ce cas de figure particulier. Dans la comparaison réalisée, les diodes de Clamp SiC retenues sont des diodes Schottky 1200 V - 200 A alors que des diodes 650 V - 200 A sont utilisées pour la structure tout silicium. Les diodes SiC retenues sont très largement surdimensionnées en tension (tension et courant commutés respectivement de 450 V et 140 A), mais pour des raisons de manque de disponibilité de diodes 650 V 200 A en SiC, nous avons toutefois cherché à évaluer l'impact du remplacement des diodes de clamp en silicium par des diodes en SiC. Le choix de composants mieux adaptés en tension aurait permis de réduire encore les pertes en conduction et en commutation et d'améliorer ainsi le rendement du convertisseur.

L'onduleur 2 niveaux triphasés avec des MOSFET en carbure de silicium se distingue clairement quel que soit le cycle.

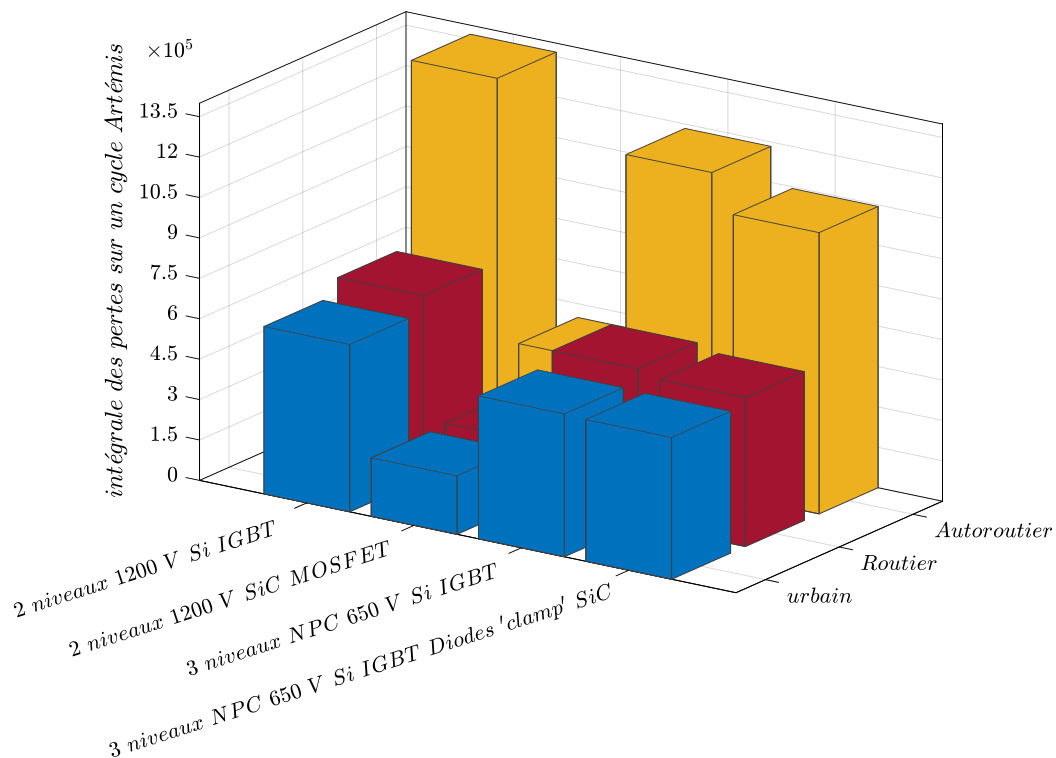


Figure 4.28 : Aire sous la courbe des pertes totales sur un cycle complet de 1000 s (urbain, routier et autoroutier), comparaison des pertes globales pour toutes les topologies étudiées

Le cycle urbain engendre moins de pertes totales que les cycles routier et surtout autoroutier, ce dernier représente deux fois plus de pertes que le cycle urbain. L'onduleur 2 niveaux en SiC à une fréquence de découpage de 12kHz, reste une fois de plus la solution la plus intéressante d'un point de vue rendement du convertisseur pour la montée en tension de la batterie suivie par l'onduleur 3niveaux NPC à une fréquence de découpage de 9.6 kHz.

Le cycle autoroutier est celui qui engendre le plus de pertes dans l'onduleur quelle que soit la technologie considérée.

VI. Impact de la fréquence et de la puissance sur le choix de topologies d'onduleur

Jusqu'à présent, nous avons travaillé à faible fréquence de découpage (12 kHz ou 9.6 kHz définie par le cahier des charges), dans le but de minimiser les filtres de sortie, les découplages il peut être intéressant d'augmenter la fréquence de découpage et d'évaluer son impact sur le choix des topologies d'onduleurs et la montée en tension du bus DC.

L'impact de la montée en tension sur une application 60 kW semble limité. C'est la raison pour laquelle, nous estimerons les pertes totales sur une plus large plage de puissance, afin d'étudier l'impact de la montée en tension de 450 V à 900 V pour les différentes topologies décrites dans ce manuscrit en faisant varier la puissance mécanique.

VI.1. Variation de la fréquence de découpage

Les pertes totales et précisément les pertes en commutation dépendent de la fréquence de découpage, pour cela une étude de l'influence de cette fréquence sur le choix de topologie de l'onduleur a été menée. Dans des conditions similaires, pour une tension de bus DC de 900 V, les pertes de l'onduleur deux niveaux en silicium et en carbure de silicium et l'onduleur trois niveaux de type NPC en silicium et les diodes 'clamp' en silicium ou en carbure de silicium sont comparées. L'intérêt d'augmenter la tension du bus DC de 450 V à 900 V sera aussi étudiée dans cette partie en envisageant de varier la fréquence de découpage.

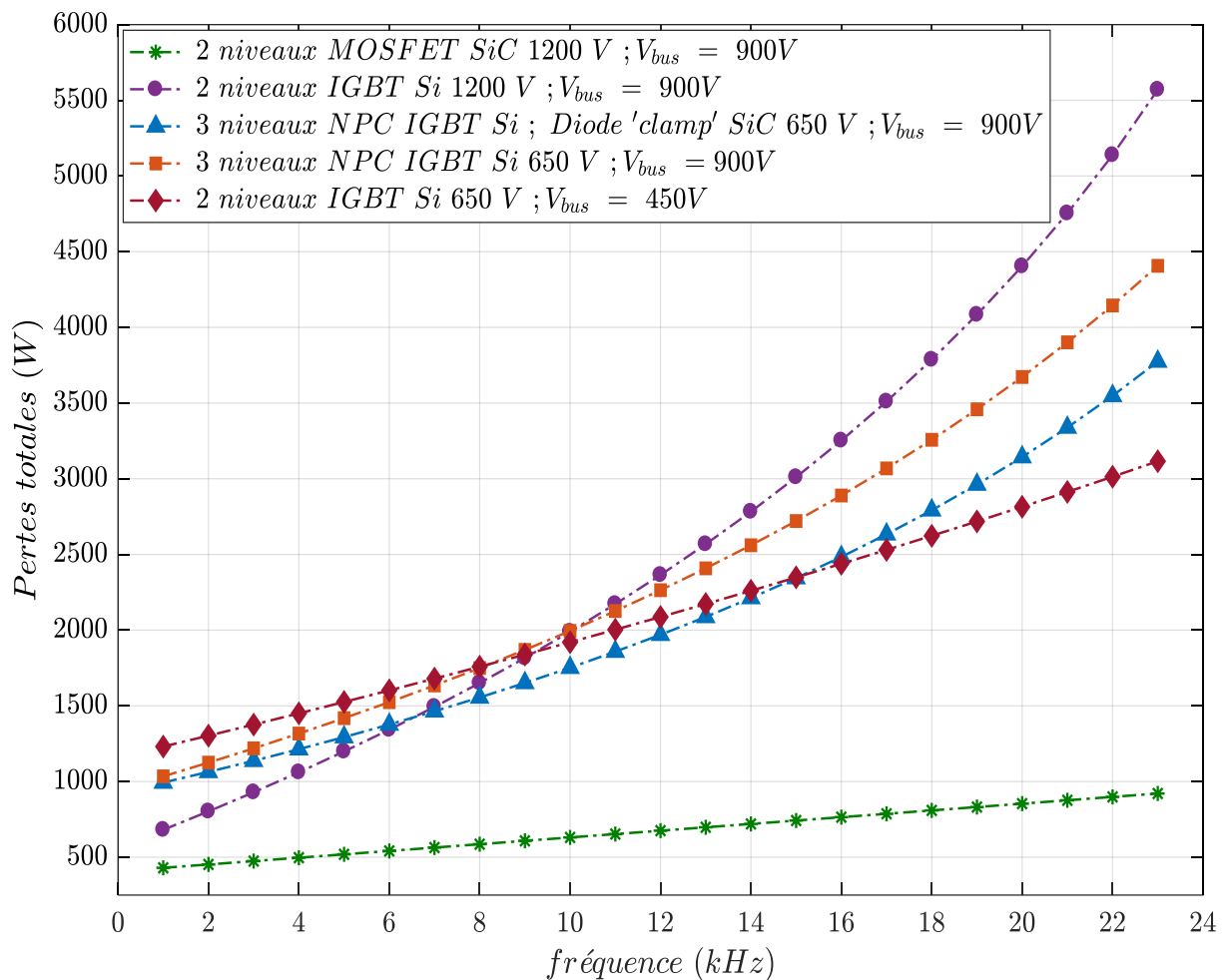


Figure 4.29 : Pertes totales en fonction de la fréquence de découpage, P= 60 kW

En augmentant la fréquence de découpage, pour la même puissance 60 kW et pour une tension de bus V_{bus} maintenue à 900 V, l'onduleur 2 niveaux en carbure de silicium reste le plus avantageux. Si nous comparons pour la même tension de bus à 900 V, pour une fréquence inférieure à 8 kHz, l'onduleur 2 niveaux en silicium présente moins de pertes que l'onduleur NPC 3 niveaux, par contre ce dernier devient intéressant en terme de rendement à partir d'une fréquence de 12 kHz pour un NPC en silicium et à partir de 8 kHz pour un onduleur 3 niveaux NPC en silicium avec les diodes clamp en carbure de silicium.

En comparant les pertes dans l'onduleur 2 niveaux en silicium pour une tension de bus de 450 V et 900 V, nous remarquons que pour une fréquence inférieure à 8 kHz, nous avons intérêt à doubler la tension du bus DC, par contre en augmentant la fréquence de découpage, nous observons le désintérêt d'augmenter cette tension de bus DC de 450V à 900V.

VI.2. Variation de la puissance mécanique du moteur

Pour cette partie, les modules de puissance sont différents selon la puissance du moteur. Trois critères ont été respectés, le premier correspond au calibre en courant, le deuxième au calibre en tension et le troisième est la température, (la température de jonction maximale ne doit pas dépasser 150 °C). La même routine de calcul des pertes totales et du choix des modules de puissance détaillée dans le chapitre 2 est appliquée ici.

En faisant augmenter la puissance mécanique, pour une tension de bus DC fixé à 900 V, le courant de charge est déduit d'où le choix du module de puissance en s'assurant de ne pas dépasser la température de jonction maximale donnée par le constructeur.

Les topologies d'onduleurs (2 et 3 niveaux avec des CSCP en Si ou en SiC) sont comparées à l'onduleur 2 niveaux pour une tension de bus DC maintenue à 450 V. l'indice de modulation est maintenu à 1. Concernant l'onduleur 2 niveaux pour une tension de bus DC de 450 V, l'estimation des pertes n'est pas faite pour toute la plage de puissance car nous avons été limité par le choix des modules de puissance avec des puces IGT 650 V en silicium.

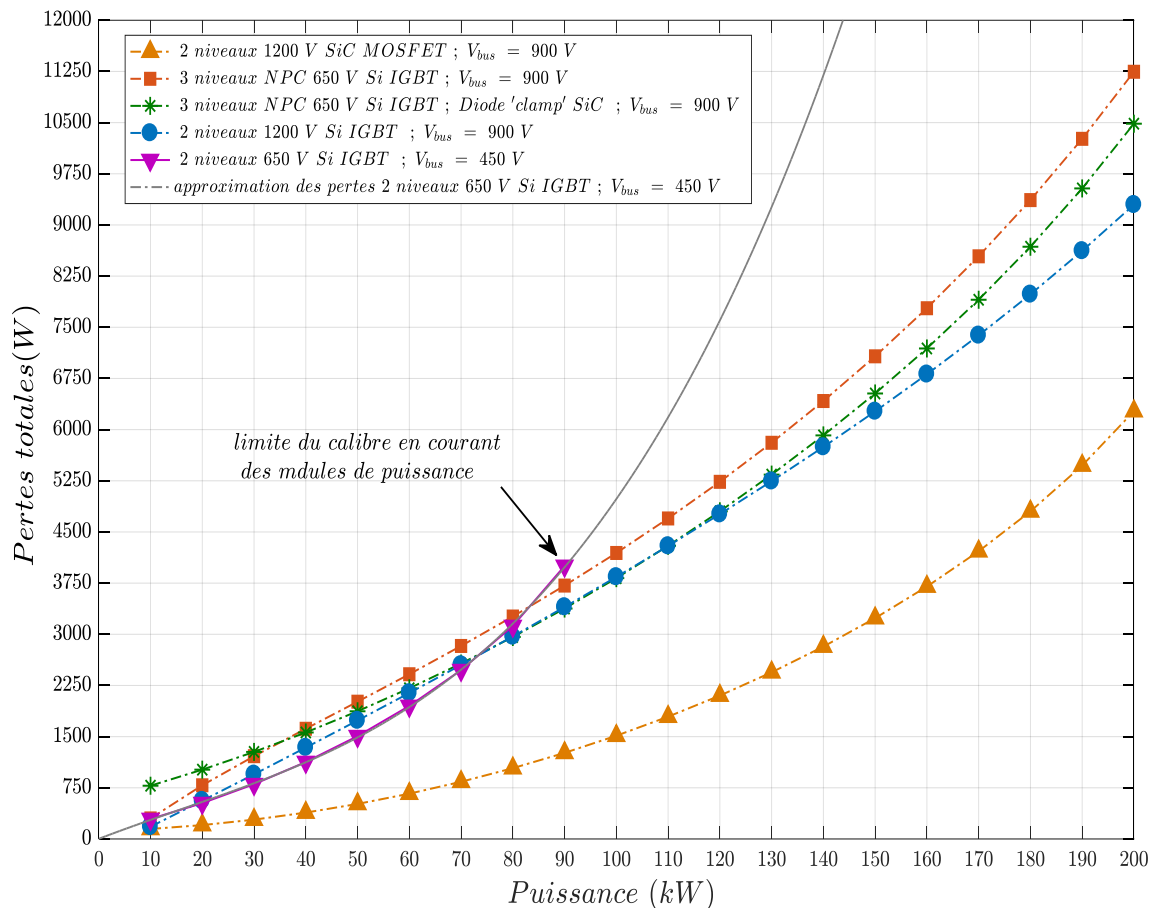


Figure 4.30 : Pertes totales dans les onduleurs en fonction de la puissance de la machine

Pour une puissance supérieure à 80 kW, pour une tension de bus de 450 V, l'approximation des pertes d'un onduleur triphasé deux niveaux en silicium est impossible, et ce, à cause de la limite en courant des modules de puissance.

Nous remarquons que pour le cahier de charge actuel c'est-à-dire une puissance de 60 kW, l'onduleur triphasé en silicium pour une tension de 900V présente légèrement plus de pertes que l'onduleur deux niveaux en silicium pour une tension de bus de 450 V. La montée en tension du bus DC devient clairement intéressante pour une puissance supérieure à 80kW avec les performances actuelles des IGBT silicium 650 et 1200 V.

Quelle que soit la valeur de la puissance l'onduleur 2 niveaux triphasé en carbure de silicium se distingue avec son rendement nettement supérieur au rendement des autres onduleurs.

VII. Solution à tension de bus constante : 900 V

Nous décidons ici de maintenir la tension du bus DC à 900 V quel que soit l'état de charge de la batterie. Pour ce faire, nous intercalons entre la batterie et l'onduleur un convertisseur DC/DC de type boost. L'étude sera menée dans le cas d'une batterie de tension nominale 450 V et d'un onduleur de tension alimenté sous 900 V et utilisant des composants 1200 V. Nous étudierons ici l'influence de l'ajout du convertisseur boost sur le rendement global. Nous limiterons par contre cette étude au cahier des charges initial à savoir une puissance de 60 kW. Nous ne chercherons pas non plus à étudier l'influence de la fréquence de découpage comme cela a été fait précédemment, et nous la limiterons à 10 kHz pour le convertisseur DC/DC étudié.

Deux structures de convertisseur boost seront étudiées et nous comparerons un hacheur boost classique à un hacheur boost entrelacé à trois phases, en termes de pertes totales, mais aussi concernant le volume et le poids des inductances de sortie. Le cahier des charges imposait une structure à trois phases afin de limiter la complexité du convertisseur (nombre d'inductances, circuits de commande rapprochée...) bien que des auteurs ont montré qu'une structure 4 phases permettait d'optimiser l'encombrement du convertisseur.

VII.1. Structures de conversion DC/DC étudiées

VII.1.1. Boost 1 phase

La Figure 4.31 présente le schéma d'un hacheur boost réversible simple alimenté par la batterie de traction dont la tension pourra évoluer entre 450 V et 240 V. La tension du bus DC sera maintenue à la valeur constante de 900 V et le hacheur sera dimensionné pour une puissance de 60 kW.

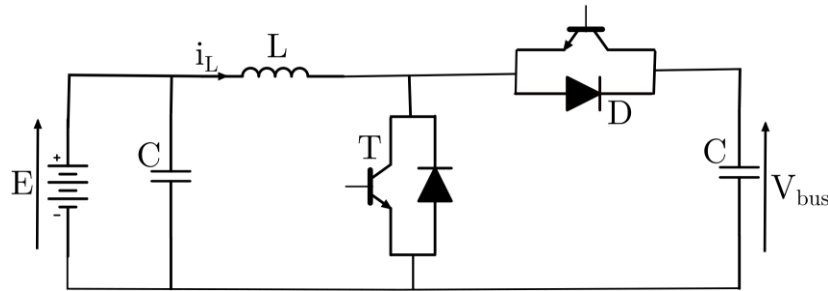


Figure 4.31 : Boost simple

En considérant un régime de conduction continu, et en négligeant l'ensemble des pertes devant la puissance délivrée par le convertisseur, la tension V_{BUS} est liée à la tension batterie E par la relation suivante :

$$\frac{V_{BUS}}{E} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (95)$$

Le taux d'ondulation du courant i_L est nécessaire au dimensionnement de l'inductance:

$$\Delta I_L = \frac{E}{L F_d} \times \alpha \quad (96)$$

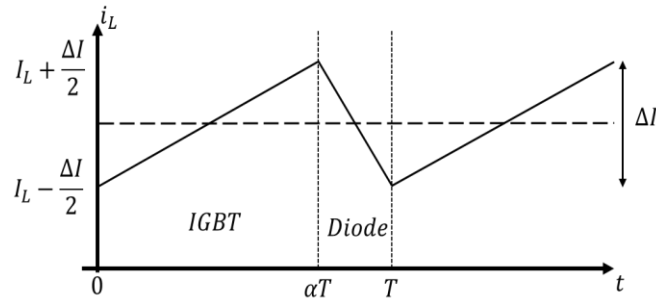


Figure 4.32 : courant sur une période de découpage

Le calcul du courant maximal et minimal est exprimé à partir du courant moyen I_{moy} , la puissance de la machine P et la tension d'entrée E .

$$I_{moy} = \frac{P}{E} \Rightarrow I_{max} = I_{moy} + \frac{\Delta I}{2} \text{ et } I_{min} = I_{moy} - \frac{\Delta I}{2} \quad (97)$$

Le rapport cyclique est défini comme suit :

$$\alpha = 1 - \frac{E}{V_{bus}} \quad (98)$$

A partir de la Figure 4.32, le courant efficace qui permettra le calcul de la section des conducteurs s'exprime comme suit :

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} i_L^2(t) \cdot dt \quad (99)$$

$$I_{eff}^2 = \frac{I_{max}^3 - I_{min}^3}{3 \cdot \Delta I} \text{ avec } I_{moy} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \text{ et } \Delta I = I_{max} - I_{min}$$

VII.1.2. Boost entrelacé à trois phases

La Figure 4.33 présente la structure du Boost entrelacé à trois phases.

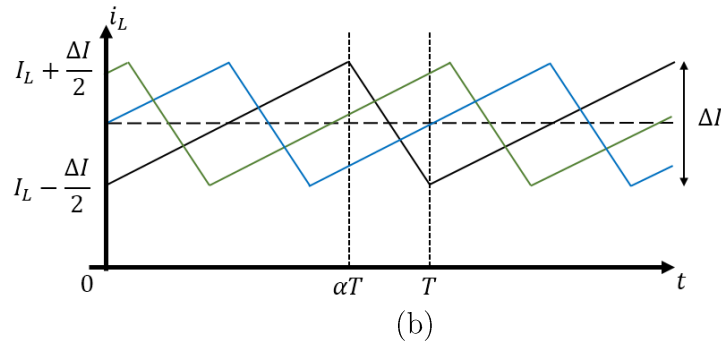
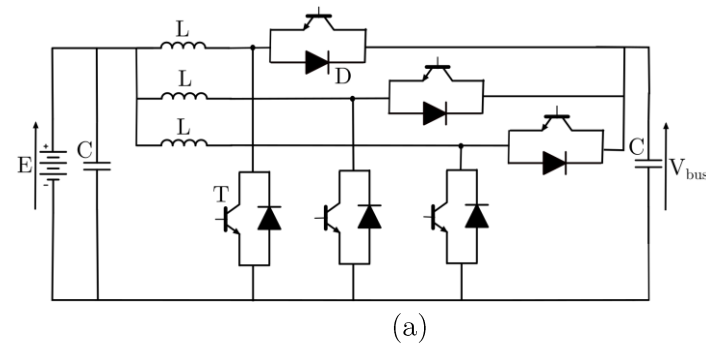


Figure 4.33 : Boost à 3 phases (a), formes d'onde du courant parcourant les trois inductances (b)

Les commandes des trois IGBTs sont décalé de $\frac{T}{3}$. Nous faisons l'hypothèse que les trois inductances ne sont pas couplées entre elles.

VII.2. Dimensionnement des composants

Pour une fréquence de découpage de 10 kHz, une puissance de 60 kW, une tension de batterie d'entrée variant entre 240 V et 450 V et une tension de bus valant 900 V, les pertes dans les semi-conducteurs de puissance et dans l'inductance de filtrage dans le cas d'un boost simple et d'un boost entrelacé à trois phases sont calculées.

VII.2.1. Estimation des pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance et choix des modules

En utilisant à nouveau la procédure de calcul définie au chapitre 2, nous avons sélectionné les modules les mieux adaptés pour chacune des deux structures. Nous avons considéré une température de jonction maximale de 150 °C et une température de semelle de 70 °C. Nous avons ainsi choisi le module FF225R12ME4 pour le boost simple et le module FF100R12RT4 pour chaque phase du boost entrelacé ce dernier module de puissance est moins contraint en courant. Les pertes en conduction et en commutation pour les IGBT sont données pour chaque composant. Les pertes totales et le rendement global est calculé pour un fonctionnement en hacheur des modules de puissance présélectionnés. Ces pertes sont calculées à l'aide du modèle développé dans le chapitre 3.

Tableau 4.9 : Pertes totales dans les IGBTs et les diodes du boost 1 phase et boost 3 phases

tension d'entrée			450 V	
tension de sortie			900 V	
Module de puissance sélectionné			FF225R12ME4	FF100R12RT4
structure du boost			1 phase	3 phases
technologies de semiconducteurs			1200 V Si IGBT	
fréquence de découpage			10 kHz	
Pertes par conduction par composant (W)	IGBT		107	31
	Diode		102	30
Pertes par commutation par composant (W)	IGBT	ON	105	57
		OFF	270	79.5
	Diode		255	57
Pertes totales (W)			839	763.5
Dimensions du module de puissance (mm²)			152 x 62	3*(94x34)

Le boost entrelacé à trois phases présente moins de pertes au global dans les composants à semi-conducteur de puissance que le boost simple, la diminution est toutefois relativement faible (de l'ordre de 10%). D'autre part, les pertes sont réparties sur les différents composants... semiconducteurs et donc la température de jonction des puces est aussi répartie entre les différentes puces.

Afin de conclure sur l'efficacité énergétique de cette solution à hacheur élévateur intégré dans la chaîne de conversion il nous faut toutefois calculer les pertes dans la ou les inductances de filtrage.

VII.2.2. Estimation des pertes dans les inductances

Deux types de matériau seront considérés dans cette étude. Nous évaluerons les pertes dans les inductances réalisées à partir de matériau ferrite et de matériau magnétique amorphe. Concernant le matériau ferrite, nous avons choisi un matériau présentant un bon compromis entre induction à saturation et pertes volumiques. Notre choix s'est porté sur le matériau 3C90 de Ferroxcube présentant une induction à saturation de l'ordre de 450 mT à 25 °C. Les matériaux amorphes présentent des inductions à saturation bien supérieures aux ferrites et sont également disponibles sous différentes tailles et différentes valeurs d'entrefer.

Le dimensionnement de ces composants nécessite d'estimer dans les conditions d'utilisation (courant d'allure triangulaire) les pertes joules et fer. Nous faisons l'hypothèse que la majorité des pertes est représentées par les pertes Joule et pertes fer et négligeons les pertes excédentaires (effets de proximité...).

D'autre part, nous n'avons pas non plus, faute de temps, considéré l'échauffement des composants magnétiques. Le pré-dimensionnement proposé considère une température ambiante. Il en est de même pour l'estimation des pertes qui sera effectuée à 25 °C et qui sous-estime là encore les pertes réelles.

Estimation des pertes Joule :

Le choix des conducteurs (fils de Litz ou méplat) permettra de négliger les effets de peau. Dans ces conditions simplificatrices, les pertes joule s'expriment simplement en fonction de la résistivité, la longueur, la section du fil et la valeur efficace du courant :

$$p_{joule} = \mathcal{R} I_L^2 \text{ avec } I_L = \sqrt{I_{AC}^2 + I_{DC}^2} \text{ et } \mathcal{R} = \rho \frac{L_{fil}}{S_{fil}} \quad (100)$$

Estimation des pertes fer :

En ce qui concerne les pertes fer, elles sont fonction de B_{max} , l'induction max dans le matériau magnétique, de la température T et de la fréquence de découpage f_d .

Les fabricants indiquent des pertes volumiques en fonction de la fréquence et de l'induction maximale, mais pour une induction sinusoïdale centrée sur zéro. Afin d'effectuer un premier dimensionnement, qui, comme nous le verrons par la suite, minimisera les pertes fer, nous utiliserons toutefois les caractéristiques fournies par les constructeurs. L'induction maximale dans l'inductance sera calculée et utilisée pour l'estimation des pertes fer malgré le fait que l'induction varie de façon triangulaire et asymétrique contrairement aux données du datasheet. Les calculs sont ainsi effectués à partir des données du fabricant Ferroxcube (pour la ferrite 3C90) et pour le matériau amorphe, les pertes seront calculées à partir des données fournies par le fabricant Metglas.

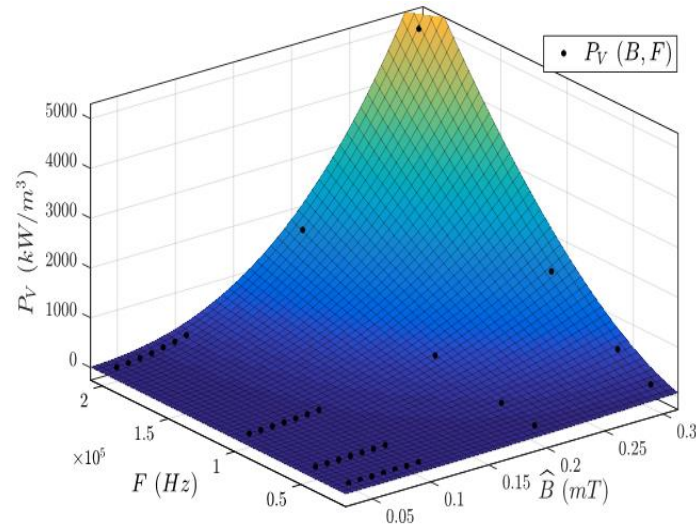


Figure 4.34 : Pertes fer volumique issues du datasheet en fonction de l'induction maximale et de la fréquence pour une ferrite de type 3C90

A partir de la courbe des pertes fer volumique, une approximation des coefficients k , α et β de la formulation de l'équation Steinmetz est faite.

Cette formule sous-estime ici les pertes fer. En effet, la modélisation de Steinmetz prend comme hypothèse, celle d'une induction sinusoïdale centrée sur 0 T. Or ici, l'induction n'est pas centrée sur 0 T à cause de la composante continue du courant DC et d'autre part, l'allure du champ magnétique est triangulaire.

$$P_V = k f^\alpha B^\beta \quad (101)$$

Nous cherchons ici à avoir un ordre de grandeur du rendement total du boost. En calculant les pertes fer avec la méthode proposée et les hypothèses faites dans ce manuscrit, nous verrons par la suite que le rendement du boost est très faible, alors que les pertes fer sont sous-estimées. Ainsi, en pratique, les valeurs réelles des pertes fer seront supérieures à notre estimation et le rendement s'en trouvera encore dégradé. Nous verrons donc que même avec ces hypothèses très simplificatrices, la solution proposée ne présente pas d'intérêt en terme de rendement, et qu'il n'est donc pas nécessaire d'affiner le calcul de ces pertes, même s'il aurait été possible de le faire en appliquant la méthode de Steinmetz généralisée iGSE [107].

Le choix du noyau magnétique (en ferrite ou en amorphe) ainsi que son dimensionnement sont détaillés en Annexe C. L'estimation des pertes Joules et fer sont détaillées dans le Tableau 4.10. Ce tableau compare aussi le volume et le poids pour une inductance en amorphe et en ferrite.

VII.3. Comparaison des inductances: noyau magnétique en ferrite et amorphe

Le Tableau 4.10 présente une comparaison du poids, du volume et des pertes des inductances avec des noyaux magnétiques en ferrite et en amorphe pour une fréquence de découpage de 10 kHz, une puissance de 60 kW, une tension batterie de 450 V et une tension de sortie de 900 V.

Tableau 4.10 : comparaison des inductances en ferrite et en amorphe (f=10 kHz)

	Ferrite		Amorphe	
	Boost 1 phase	Boost 3 phases	Boost 1 phase	Boost 3 phases
L(μ H)	843	281	843	281
nombre de spires	49	48	52	24
I (A)	200	67	200	67
poids (Kg)	24	12	11	6,2
volume (dm^3)	4,4	1,4	1,4	0,8
perte joule (W)	339	205	282	78
perte fer(W)	1062	287	815	384
perte totale (W)	1401	492	1097	463

D'après le Tableau 4.10, nous observons l'intérêt d'utiliser dans un premier temps un hacheur boost entrelacé à 3 phases au lieu qu'un boost simple. Il permet de réduire significativement le poids et le volume global des inductances mais également les pertes totales. Il aurait été intéressant d'étudier l'impact du nombre de phases sur le volume et les pertes, et ce pourrait être l'une des perspectives de ces travaux.

Tableau 4.11 : Gain relatif apporté par le matériau amorphe comparativement à la ferrite

	Amorphe/ferrite	Amorphe/ferrite
	1 phase	3 phases
poids	54 %	48 %
Volume	68 %	46 %
pertes joule	17 %	62 %
Pertes fer	23 %	- 34 %
pertes totales	22 %	6 %

Le Tableau 4.11 met en avant l'intérêt d'utiliser un noyau magnétique en amorphe au lieu de la ferrite. Dans le cas d'un boost simple, le poids et le volume sont réduits respectivement de plus de 50 % et 60 % et les pertes totales de plus de 20 %. Concernant le volume et le poids dans le cas d'un boost entrelacé, ils sont réduits de moitié environ alors que les pertes totales sont presque identiques.

VII.4. Comparaison des deux structures

La Figure 4.35 compare les pertes totales des deux topologies de boost présentées dans cette partie (boost simple, boost entrelacé à trois phases) avec des inductances dont le matériau du noyau magnétique est en ferrite ou en amorphe. La tension batterie vaut 450 V, la tension du bus DC 900 V et la fréquence de découpage 12 kHz

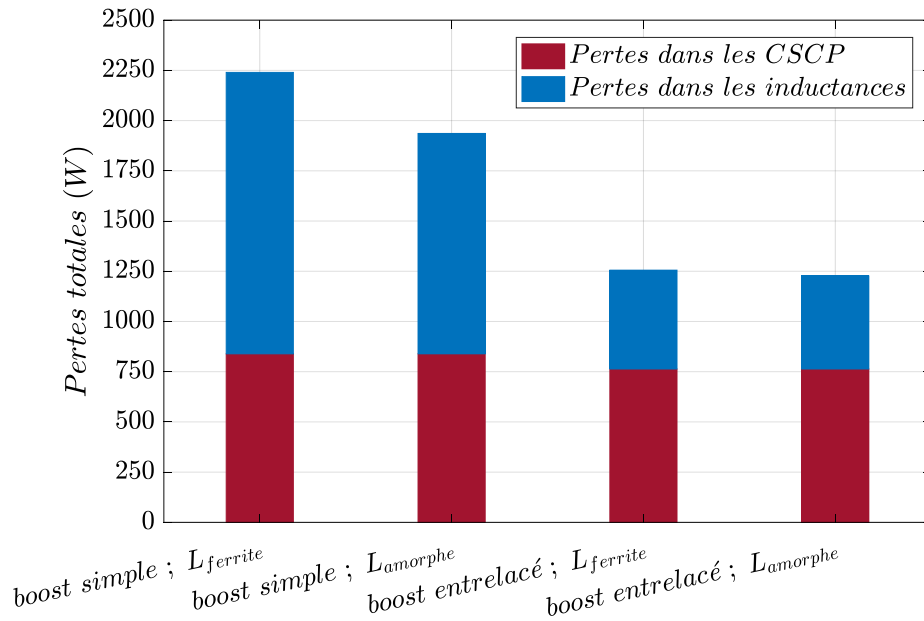


Figure 4.35 : Pertes totales dans le boost 1 phase et le boost 3 phases ($P=60$ kW, $f=10$ kHz, $V_{bus}=900$ V, $E=450$ V)

Cette figure montre qu'en augmentant le nombre de phase du hacheur survolteur, nous obtenons un rendement global plus élevé, avec des pertes totales réduites d'un facteur proche de 2. Nous observons aussi l'intérêt d'utiliser un noyau magnétique en amorphe plutôt que de la ferrite pour le hacheur survolteur à une phase sur les pertes totales. Mais l'intérêt de l'amorphe concerne principalement la réduction du volume des inductances. Faute de temps, nous n'avons pas ici cherché à étudier l'effet du couplage des inductances sur leur volume et leurs pertes. Toutefois, d'après [108], l'auteur montre qu'en couplant les inductances sur le même noyau magnétique, les pertes peuvent être réduites.

VIII. Comparaison des structures avec ou sans Boost

Nous comparons ici les pertes totales entre batterie et machine dans le cas où la machine est alimentée par un unique onduleur et dans le cas où un hacheur boost est ajouté afin de maintenir la tension d'entrée de l'onduleur à une tension constante de 900 V.

Pour le calcul du rendement global représenté sur la Figure 4.36, les pertes dans la batterie et dans la machine ne sont pas prises en compte et donc ce rendement représente les pertes pour une puissance de 60 kW, dans la structure onduleur triphasé seul et onduleur avec boost simple ou entrelacé avec des inductances pour le convertisseur DC/DC dont le noyau magnétique est en ferrite ou en amorphe.

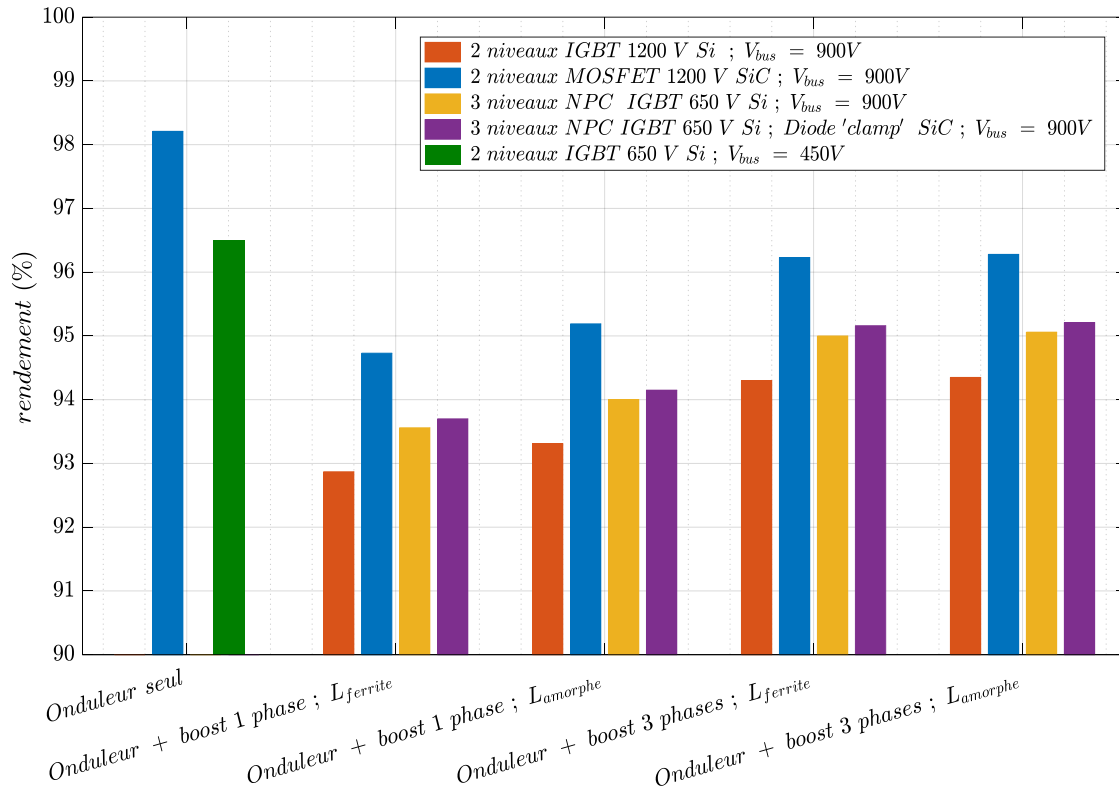


Figure 4.36 : Rendement des structures onduleur triphasé avec ou sans boost ($m=0.53$ $V_{bus}=900V$) dans le cas d'une batterie 450V

Pour la même tension de bus DC, si nous comparons le rendement global de la structure onduleur seul et onduleur associé au boost pour une puissance de 60 kW.

L'onduleur deux niveaux en carbure de silicium reste le plus avantageux comparé aux autres topologies. Et même en rajoutant un boost entrelacé à trois phases afin de maintenir la tension à l'entrée de l'onduleur à 900 V, il représente un rendement de 96 %.

IX. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié différents topologies d'onduleur triphasé et leur rendement global pour la même puissance moteur pour le même point nominal puis en prenant en compte la variation de celle-ci.

La détermination de la fréquence de découpage reste très importante car elle influence énormément sur les pertes en commutation et donc sur les pertes totales, c'est pour cela qu'un choix judicieux de cette fréquence est à prévoir et à prendre en compte dans le calcul du rendement énergétique de l'onduleur de traction.

Le passage en carbure de silicium reste un choix intéressant pour la diminution des pertes lors de l'augmentation de la tension de bus DC de 450 V à 900 V, mais cette technologie est néanmoins très coûteuse, non certifiée pour l'automobile et à ce jour ne représente pas des études complètes vis-à-vis de la fiabilité du module de puissance.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et Perspectives

Le véhicule électrique du futur représente actuellement un enjeu technologique important. L'atteinte des objectifs définis par les constructeurs (performances, autonomie...) constitue des nouveaux défis en électronique de puissance. Les nouveaux composants semi-conducteurs de puissance permettent de relever certains de ces défis avec l'évolution des contraintes électriques sur la chaîne de traction électrique.

Nous avons vu que les nouveaux véhicules électriques permettent d'utiliser des batteries HT. Cette évolution s'accompagne de l'introduction de nouveaux CSCP qui ont des caractéristiques électriques plus intéressantes que les composants classiques à base de silicium. Nous avons vu que la structure interne de ces nouveaux composants à base de MOSFET SiC permet de réduire les pertes d'onduleurs multinationaux comparés à leur équivalent à base d'IGBT Si. Ces pertes réduites sont un avantage conséquent car elles permettent de réduire la taille du système. Toutefois, cette technologie a un coût plus élevé, des compromis sont donc nécessaires pour avoir les meilleures performances à faible coût.

Puis, nous avons étudié le modèle comportemental de certains composants disponibles sur le marché. Dans un premier temps, pour certains points de fonctionnement, nous avons comparé les résultats de nos caractérisations avec les données des fabricants. Nous avons constaté que les résultats de caractérisation ont la même tendance que celles des datasheet avec un écart maximum de 15 %. Dans un second temps, nous avons voulu vérifier l'efficacité de modèles issus des logiciels circuits tels que SIMPLORER. Ces modèles se sont révélés limités car l'accès au modèle physique du composant n'est pas assuré. Les simulations des énergies de commutation, à la fermeture comme à l'ouverture des composants, diffèrent fortement des mesures et des caractéristiques données par le constructeur.

Dans un second temps, des caractérisations de composants ont permis d'enrichir les données fournies par le fabricant. Nous les avons testés pour des points de fonctionnement différents de ceux fournis par le fabricant des modules. Nous avons alors poussé plus loin les investigations. Notamment sur les influences des inductances de maille (les inductances créées par le circuit, les connectiques), de la température (qui représente la température de fonctionnement de l'onduleur), tension de bus DC (représentant la tension de la batterie), du courant commuté (qui représente le courant de la charge (MSAP dans notre cas)), de la résistance et de la tension de grille (paramètres du driver).

Ces tests ont été réalisés avec une commande bien connue : le double pulse. Celle-ci a permis de maîtriser les instants et courants de commutation pour avoir une mesure correcte des énergies dissipées. L'instrumentation a alors été choisie avec soin. Nous avons pris soin de mesurer les retards introduit par nos sondes de courant afin de les compenser.

De la même manière, les inductances internes au module de puissance FS400R07PE4 ont été estimées de manière pratique en mesurant les impédances du module. A partir de différents essais, en testant le module par différents points d'accès et en pilotant de manière astucieuse les interrupteurs, un modèle simplifié des inductances parasites interne a pu être réalisé.

Les résultats de ces différentes caractérisations effectuées pour l'estimation des énergies de commutation ont montré :

- L'influence du courant commuté sur l'évolution des pertes par commutation.
- Une relative indépendance des pertes par commutation à l'inductance de maille
- Les pertes par commutation varient proportionnellement à la tension du bus DC.
- Une variation relativement linéaire des pertes par commutation avec la température de jonction.
- Aucune concordance des pertes en fonction de la température de jonction avec les données issues du datasheet, ce qui nécessitera obligatoirement des caractérisations préalables afin de pouvoir estimer ces pertes sur de larges plages de température.
- Une forte dépendance des pertes par commutation au courant de grille et donc de la résistance de grille et/ou de la tension négative délivrée par le driver. Là encore, dans des conditions d'utilisation différentes de celles utilisées par les fabricants pour l'obtentions des énergies de commutation, les différences entre données issues du datasheet et mesures peuvent être considérables.

La montée en tension a été abordée par deux approches différentes. Une première approche consiste à conserver une topologie classique, simple et maîtrisée. Dans ce cas, la tenue en tension des composants à semi-conducteur de puissance doit être adaptée à la nouvelle tension. Diverses technologies de semi-conducteurs ont alors été testés. L'utilisation d'ensemble IGBT-Diode 650 V ou 1200 V pour des tensions de batterie de 400 V ou de 900 V a servi de référence à notre étude.

Une autre approche consiste à utiliser des topologies de conversion à plusieurs niveaux (NPC 3 niveaux dans notre cas), permettant l'utilisation de CSCP 650 V pour une tension de bus de l'ordre de 900 V. Dans cette configuration, l'utilisation de composant SiC a été envisagées pour les diodes de clamp.

Pour ces différents cas de figures, les pertes ont été calculées de manière analytiques et en mettant en œuvre ces topologies soit à iso-puissance, en faisant varier la tension de bus DC, soit en simulant une succession de cycles Artémis et en tenant compte de l'évolution de la tension de la batterie. Le calcul de ces pertes tient compte de la commande et des caractéristiques des composants données par le constructeur et vérifiées expérimentalement.

L'utilisation d'ensembles IGBT-Diode basés sur des technologie Silicium 1200V, dans une topologie onduleur classique, ne semble pas être favorable à la montée en tension sans amoindrir le rendement de l'onduleur. La réduction du courant, associé à l'augmentation de la résistance à l'état passant des CSCP ne permet qu'une réduction des pertes par conduction toute relative. En effet, l'augmentation de la tenue en tension des CSCP s'accompagne d'une augmentation des capacités parasites de ce dernier. Les commutations sont alors plus douces, favorisant les aspects CEM, mais pénalisant très fortement les aspects thermiques. In fine, L'augmentation des pertes par commutation dépasse la diminution des pertes par conduction. L'augmentation des pertes

est de l'ordre de 14 % par rapport à un onduleur 2 niveaux 450 V.

La mise en place d'un convertisseur NPC 3 niveaux tout silicium, sous une tension de bus DC de 900 V, permet la réduction des pertes d'environ 36 % par rapport à une structure 2 niveaux 900 V et de 27 % par rapport à un onduleur 2 niveaux 450 V. Cette réduction est limitée par la mise en conduction longue de certains transistors lors du fonctionnement.

Diverses astuces permettent de réduire encore les pertes : il est possible, avec cette structure, de diminuer la fréquence de découpage sans altérer la qualité du courant de sortie. Une autre solution est d'utiliser des diodes de clamp (D_5 et D_6 dans les schémas de ce manuscrit) issues des technologies SiC au lieu des diodes clamps en Si. Le gain est alors de 11 %.

Enfin, un gain important sur les pertes peut être fait par l'utilisation de MOSFETs SiC 1200 V. Ces derniers présentent une résistance à l'état passant faible par rapport à du Si de même calibre, et des temps et donc des énergies de commutation très faible par rapport à du Si de même calibre. L'impact sur les pertes est donc direct : -68 % par rapport à un onduleur 900 V Si et -64 % en regard d'un onduleur 450 V Si.

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont permis de mettre en évidence l'intérêt de passer d'une batterie HT classique de 450 V à une de 900 V dans les architectures de traction des véhicules électriques. Les essais effectués ont été réalisés sur un seul bras d'onduleur et avec une commande en double pulse.

Néanmoins, dans la suite de ces travaux, certains aspects restent à développer, nous pouvons envisager quelques pistes comme, des essais sur des onduleurs complets avec des commandes plus complexes. Deux onduleurs pourront alors être mis en opposition afin de vérifier l'exactitude de ces prédictions.

L'impact de la puissance nominale du moteur associé pourra également être vérifié sur différents cycles de fonctionnement. En choisissant alors la puissance mécanique adaptée (optimale), il faudrait refaire l'étude de comparaison du rendement total des convertisseurs lors d'une décharge de batterie et sur des cycles de type Artémis.

Nous avons montré que l'utilisation de composants à commutation rapide devenait nécessaire pour l'avenir de l'automobile. Cependant aucune étude CEM n'a été associée à ces travaux. Il reste à vérifier, tout de même, que le gain réalisable sur l'onduleur n'est pas pénalisé par l'ajout indispensable d'un filtre d'entrée, lui aussi source de pertes.

Dans le modèle des pertes la tension et la résistance de grille ne sont pas prise en compte dans l'estimation du rendement, une des perspectives serait de les prendre en compte.

Bibliographie

Bibliographie

- [1]. COP21 - CMP11, « Les mots de l'accord », [En ligne], Paris, 2015.
- [2]. GIEC, "Changements climatiques 2014: Incidences, adaptation et vulnérabilité – Résumé à l'intention des décideurs," GIEC, Genève, Suisse, 2014.
- [3]. GIEC, "Changements climatiques 2014 : Rapport de synthèse. Contribution des Groupes de travail I, II et III au cinquième Rapport d'évaluation du Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat," Genève, Suisse, 2014.
- [4]. COP21 - CMP11, « Objectif des 2°C : le résultat de la contribution des États », [En ligne], Paris, 2015.
- [5]. Contributions de l'ADEME à l'élaboration de la vision 2030-2050, 2010
- [6]. Ferrieux-Forest, Alimentation à découpage, convertisseur à résonance, 3e édition, Masson, 2006].
- [7]. Jérôme Azémar and Pierric Gueguen, « Power Electronics Overview : What are the markets and trends ? », Yole Développement, 2015.
- [8]. Hasna Louahlia, Sebastien Yon, 'Dissipation thermique dans les composants/systèmes électroniques', Université de Caen, 2015
- [9]. Presentation Efficient Power Conversion (EPC, 2017).
- [10]. Olszewski, M. (2016). Oak Ridge National Laboratory Annual Progress Report for the Power Electronics and Electric Machinery Program. Retrieved from <https://trid.trb.org/view/898548>
- [11]. Burress, T. (2015). Benchmarking EV and HEV Technologies.
- [12]. Ozpineci, B., & Managar, P. (2014). Electrical and Electronics Systems Research Division Oak Ridge National Laboratory Annual Progress Report for the Power Electronics and Electric Motors Program.
- [13]. IFP Energie Nouvelle, Hybridation et Electrification de la Propulsion Automobile. Rueil-Malmaison: IFP School, 2013.
- [14]. Burress, T., Campbell, S., Coomer, C., Ayers, C., Wereszczak, A., & Cunningham, J. (2011). Evaluation of the 2010 Toyota Prius hybrid synergy drive system. Energy and Transportation Science Division. <https://doi.org/10.2172/1007833>
- [15]. Horst Mettlach, "Development of the Li-Ion battery for the Opel Ampera Extended-Range Electric Vehicle," in 3rd International Congress on Advanced Battery Technology, Wiesbaden, 2010.
- [16]. Toyota, « Lexus LS 600h Technical Specifications », Toyota UK Media Site, [En ligne].
- [17]. Audi A3 e-Tron Technical Data, Audi-illustrated, [En ligne], Juin 2014.
- [18]. Audi A8 Hybride Technical Data, Audi Mediacenter, [En ligne], Février 2013.

- [19]. Coralie Le Bret, "Power electronics for EV/HEV 2016: market, innovations and trends", Yole Développement, [En ligne], 2016.
- [20]. Tomas Hlinovsky, "Optimal Control of Mathematical Model of the Electrovehicle", Master's Thesis, Prague 2015.
- [21]. V. Meşter, "Conception optimale systémique des composants des chaines de traction électrique," EC-Lille - USTL, 2007
- [22]. C. C. Chan, K.T. Chaun, Modern electric Vehicle Technology, Oxford University Press Inc. New York, 2001, ISBN:0-19-850416-0
- [23]. Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, Sebastien E.Gay, Ali Emadi - Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles - Fundamentals, Theory, and Design, CRC Press LLC, 2005, USA
- [24]. T. J. Barlow, S. Latham, I.S. McCrae and P. G. Boulter," A reference book of driving cycles for use in the measurement of road vehicle emissions" Juin 2009.
- [25]. www.unece.org, le site internet de UNECE
- [26]. B. MOUAWAD, "Assemblages innovants en électronique de puissance utilisant la technique de « Spark Plasma Sintering » Thèse de doctorat, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2013.
- [27]. Charles-Alix Manier, Hermann Oppermann, Lothar Dietrich, Christian Ehrhardt, Zoltan Sarkany, Marta Rencz, Bernhard Wunderle, Wilhelm Maurer, Radoslava Mitova and Klaus-Dieter Lang, « Packaging and Characterisation of Silicon and SiC-based Power Inverter Module with Double Sided Cooling », PCIM Europ 2016, 10 – 12 Mai 2016, Nuremberg, Allemagne.
- [28]. Professor Mark Johnson, Alberto Castellazzi et al., The University of Nottingham, « Trends and Challenges in Power Electronic Packaging », [https://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/05_Johnson_Power_Electronics_Packaging_Trends_and_Challenges.pdf].
- [29]. S. Asada, S. Kondo, Y. Kaji, and H. Yoshida, "Resin Encapsulation Combined with Insulated Metal Baseplate for Improving Power Module Reliability," no. May, pp. 10–12, PCIM 2016.
- [30]. Zhenxian Liang, Fred Wang, Puqi Ning and Laura Marlino, « Power Module Packaging with Double Sided Planar Interconnection and Heat Exchanger », Oak Ridge National Laboratory Power Electronics Symposium, July 2011.
- [31]. T. Friedli, "Comparative Evaluation of Three-Phase Si and SiC AC-AC Converter Systems," ETH Zurich, thèse, 2010.
- [32]. M. Bässler, P. Kanschat, F. Umbach, and C. Schaeffer, "1200V IGBT4 High Power – A New Technology Generation with Optimized Characteristics for High Current Modules," in Proc. International Exhibition and Conference for Power Electronics Intelligent Motion and Power Quality PCIM '06, May 22–24, 2006.
- [33]. S. Dewar, S. Linder, S. von Arx, A. Mokhitinov, and G. Debled, "Soft Punch Through (SPT)

- Setting New Standards in 1200V IGBT,” in Proc. International Exhibition and Conference for Power Electronics Intelligent Motion and Power Quality PCIM '00, Jun. 6–8, 2000.
- [34]. T. Grasshoff and D. Seng, “The Performance of New IGBT Chip Technologies – Soft Switching and Low Conduction Losses for Cost Efficient Inverter Design,” in Proc. International Exhibition and Conference for Power Electronics Intelligent Motion and Power Quality PCIM '08, May 27–29, 2008.
- [35]. A. Wintrich, “AN-9001,” Semikron, Tech. Rep., Mar., 2009, p. 1.
- [36]. M. Rahimo, A. Kopta, and S. Eicher, “Next Generation Planar IGBTs with SPT+ Technology,” in Power Electronics Europe Magazine, no. 6, 2005, pp. 1–5.
- [37]. D. Othman, “Etude d'interrupteurs en carbure de silicium et potentiel d'utilisation dans des applications aéronautiques,” l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2016.
- [38]. Shenai, K. (2014). Wide bandgap (wbg) power devices for high-density power converters - excitement and reality. in applied power electronic conference (APEC), 2014.
- [39]. J. Lutz, “Stand und Entwicklungstendenzen bei schnellen Dioden,” in Fachtagung Elektrische Energiewandlungssysteme, Mar. 13–14, 2002, pp. 87–92.
- [40]. A. Porst, F. Auerbach, H. Brunner, G. Deboy, and F. Hille, “Improvement of the Diode Characteristics using Emitter-Controlled Principles (EmCon-Diode),” in Proc. 9th IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's ISPSD '97, May 26–29, 1997, pp. 213–216.
- [41]. Rebollo, J., Corts, I., Perpi, X., et al.: ‘A review of Si MOS-gated power switches and PiN rectifiers’, Autom.: asopis za automatiku, mjerenje, elektroniku, raunarstvo komun., 2012, 53, (2), pp. 117–127
- [42]. Lutz, J., Schlangenotto, H., Scheuermann, U., et al.: ‘Semiconductor power devices: physics, characteristics, reliability’ (Berlin, Springer Science & Business Media, 2011)
- [43]. Napoli, E., Strollo, A.G.M., Spirito, P.: ‘Fast power rectifier design using local lifetime and emitter efficiency control techniques’, Microelectron. J., 1999, 30, (6), pp. 505–512
- [44]. P. Xue, G. Fu, and D. Zhang, “Comprehensive physics-based compact model for fast p-i-n diode using MATLAB and Simulink,” Solid. State. Electron, vol. 121, pp. 1–11, 2016.
- [45]. F. Hille, M. Bassler, H. Schulze, E. Falck, H. P. Felsl, A. Schieber, and A. Mauder, “1200V EmCon4 Freewheeling Diode – A Soft Alternative,” in Proc. 19th IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's ISPSD '07, May 27–31, 2007, pp. 109–112.
- [46]. A. Elasser, M. H. Kheraluwala, M. Ghezzi, R. L. Steigerwald, N. A. Evers, J. Kretchmer, and T. P. Chow, “A Comparative Evaluation of New Silicon Carbide Diodes and State-of-the-Art Silicon Diodes for Power Electronic Applications,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 4, pp. 915–921, Jul. 2003.
- [47]. J. Richmond, S.-H. Ryu, M. Das, S. Krishnaswami, S. J. Hodge, A. Agarwal, and J. Palmour, “An Overview of Cree Silicon Carbide Power Devices,” in Proc. Power Electronics in Transportation, 2004, pp. 37–42.

- [48]. E.O.Johnson, "Physical Limitations on frequency and Power Parameters of transistors", RCA Rev., vol. 26 pp. 163-177, 1963.
- [49]. R. Keyes, "figure of Merit for Semiconductors for High-Speed Switches" Proc. IEEE, vol. 60, pp. 225-235, 1972.
- [50]. B.J. Baliga "Power Semiconductor Device Figure of Merit for High-Frequency Applications", IEEE Trans. Electron Devices, vol. 10 pp. 455-457, 1989.
- [51]. B.J. Bagila "Semiconductors for High-Voltage, Vertical Channel FET's" J. Appl. Phys., vol. 53, no. 3, pp.1759-1764, 1982.
- [52]. Vang Heu, "Optimisation des étapes technologiques pour la fabrication de composants de puissance en Carbure de Silicium" Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, thèse de Doctorat 2006.
- [53]. Chow, T.P. et Tyagi, R. Wide bandgap compound semiconductors for superior high-voltage unipolar power devices. Electron Devices, IEEE Transactions on, 41(8):1481-1483, 1994.
- [54]. Chow, T., Ramungul, N., and Ghezzi, M. (1998). Recent advances in high-voltage sic power devices. In High-Temperature Electronic Materials, Devices and Sensors Conference, 1998, pages 55-67.
- [55]. R. M. Burkart, "Advanced Modeling and Multi-Objective Optimization of Power Electronic Converter Systems," 2016.
- [56]. T. Friedli, J. W. Kolar, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Comparative Evaluation of Three-Phase AC-AC Matrix Converter and Voltage DC-Link Back-to-Back Converter Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4487-4510, 2012.
- [57]. A. Nabae A new neutral-point-clamped PWM inverter, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-I7, Septembre/Octobre 1981.
- [58]. D. Zhong, "Active harmonic elimination in multilevel converters ", Thèse de doctorat, University of Tennessee, Mai 2005.
- [59]. J. Manguelle Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse fréquence : Réaction au réseau d'alimentation, Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.
- [60]. Seref Soyly, editor. Electric Vehicles - Modelling and Simulations. InTech, September 2011
- [61]. A. Emadi. Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives. Electrical and Computer Engineering. Taylor & Francis, 2005.
- [62]. C. L. Coomer C. W. Ayers A. A. Wereszczak J. P. Cunningham L. D. Marlino L. E. Seiber T. A. Burrell, S. L. Campbell and H. T. Lin. Evaluation of the 2010 toyota prius hybrid synergy drive system. Technical report, Oak Ridge National Laboratory, March 2011.
- [63]. F.Z. Peng. Z-source inverter. In 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference, volume 2, pages 775 -781 vol.2, oct. 2002.
- [64]. A. Battiston, "Modélisation, commande, stabilité et mise en œuvre des onduleurs à source impédante. Application aux systèmes embarqués., " Université de Lorraine, thèse, 2014.

- [65]. J. Anderson and F. Peng. Four quasi-z-source inverters. In IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008), pages 2743–2749, June 2008.
- [66]. Minh-Khai Nguyen, Young-Cheol Lim, and Geum-Bae Cho. Switched-inductor quasi-Z-source inverter. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(11): 3183–3191, nov. 2011.
- [67]. F. Gao, P. C. Loh, F. Blaabjerg, and D. M. Vilathgamuwa, “Dual Z-source inverter with three-level reduced common-mode switching,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 43, no. 6, pp. 1597–1608, 2007.
- [68]. W. Qian, F. Z. Peng, and H. Cha, “Trans-Z-Source Inverters,” vol. 26, no. 12, pp. 3453–3463, 2011.
- [69]. R. M. Burkart, “Advanced Modeling and Multi-Objective Optimization of Power Electronic Converter Systems,” 2016.
- [70]. P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. M. Burkart, and J. W. Kolar, “Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications,” Proc. - 2014 Int. Power Electron. Appl. Conf. Expo. IEEE PEAC 2014, pp. 1038–1044, 2014.
- [71]. R. Burkart, J. W. Kolar, and G. Griepentrog, “Comprehensive comparative evaluation of single- and multi-stage three-phase power converters for photovoltaic applications,” Intelec 2012, no. Intelec, pp. 1–8, 2012.
- [72]. Infineon. IGW30N60T. 2015. [Online]. Available: <http://www.infineon.com/>.
- [73]. Wolfspeed. C2M0080120D. 2013. [Online]. Available: <http://www.wolfspeed.com/power>.
- [74]. Y. Lobsiger and J. W. Kolar, “Closed-Loop IGBT Gate Drive Featuring Highly Dynamic di/dt and dv/dt Control,” no. 5, pp. 4754–4761, 2012.
- [75]. “ANSYS-Simulation Driven Product Development.” [Online]. Available: <http://www.ansys.com/fr-FR>.
- [76]. “ANSYS Simplorer: Systems Design Simulation.” [Online]. Available: <http://www.ansys.com/products/systems/ansys-simplorer>.
- [77]. “Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies.” [Online]. Available: <https://www.infineon.com/>.
- [78]. Help de la fonction polyfit; Matlab; www.mathwork.com
- [79]. [Online] FS100R07PE4 datasheet www.infineon.com
- [80]. [Online] CAS120M12BM2 datasheet www.wolfspeed.com
- [81]. F. Wang, S. Kher; T. Fichtner; J. Aurich “A new power mosfet model and an easy to use characterization tool using device datasheet” Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013.
- [82]. H. Shim, H. Kim, Y. Kwack, "Inverter Modeling Including Non-ideal IGBT Characteristics in Hybrid Electric Vehicle for Accurate EMI Noise Prediction." IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), pp. 691-695, Aug.2015.

- [83]. D. W. xu, "Power loss and junction temperature analysis of power semiconductor devices. " IEEE Trans. Industry Applications, vol. 38, no. 5, pp. 1426-1431, Sept. 2002
- [84]. T. Musikka "Improvement of IGBT Model Characterization with Experimental Tests" Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on
- [85]. [online] 2SC0108T datasheet www.powers.com
- [86]. [Online] 2ED300C17 datasheet www.infineon.com
- [87]. [Online] PT62SCMD17 datasheet www.wolfspeed.com
- [88]. [Online] Pearson 2877 datasheet www.pearsonelectronics.com
- [89]. [Online] SDN-414-01 datasheet www.tandmresearch.com
- [90]. [Online] CWT06 ULTRA Mini www.pemuk.com
- [91]. Agilent 4294A Precision Impedance Analyser-Operation Manual, Santa Clara, USA, 2008.
- [92]. [Online] TPP0200 datasheet www.tektronix.com
- [93]. J. Fabre, P. Ladoux, Michel Piton : Characterization and implantation of Dual-SiC MOSFET Modules for future use in Traction Converters. IEEE transactions on power electronics.
- [94]. G. Flury, B. Gollentz et S. Siala Active rectifier design and advanced control for medium voltage , EPE Aalborg, 2007.
- [95]. Planche technique, A123 Systems, High Lithium-ion ANR26650, 2006
- [96]. F. Schafmeister, C. Rytz, and J. W. Kolar, "Analytical calculation of the conduction and switching losses of the Conventional Matrix Converter and the (Very) Sparse Matrix Converter," Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC, vol. 2, no. Cmc, pp. 875–881, 2005.
- [97]. [Online] AMCC 80 datasheet, www.tlm-composants.fr
- [98]. [Online] AMCC 800b, datasheet, www.tlm-composants.fr
- [99]. G. Flury, B. Gollentz, and S. Siala, "Active rectifier design and advanced control for medium voltage," 2007 Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE, 2007.
- [100]. F. Velandia, W. Martinez, C. A. Cortes, M. Noah, and M. Yamamoto, "Power loss analysis of multi-phase and modular interleaved boost DC-DC converters with coupled inductor for electric vehicles," 2016 18th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2016 ECCE Eur., 2016.
- [101]. F. Schafmeister, C. Rytz, and J. W. Kolar, "Analytical calculation of the conduction and switching losses of the Conventional Matrix Converter and the (Very) Sparse Matrix Converter," Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC, vol. 2, no. Cmc, pp. 875–881, 2005.
- [102]. M. Schweizer, T. Friedli, and J. W. Kolar, "Comparison and implementation of a 3-level NPC voltage link back-to-back converter with SiC and Si diodes," Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC, pp. 1527–1533, 2010.
- [103]. X. Kang, A. Caiafa, E. Santi, J. L. Hudgins, P. R. Palmer : Parameter Extraction for a Power Diode Circuit Simulator Model Including Temperature Dependent Effects, Proc. of the 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas (Texas), USA, 2002.

- [104]. Z.Liang, P. Ning, F. Wang : Development of advanced All SiC Power Modules. IEEE transactions on power electronics, 2014.
- [105]. S. Madhusoodhanan, et al. : Comparison study of 12kV, n-type SiC IGBT with 10kV SiC MOSFET and 6.5 kV Si IGBT based on 3L-NPC VSC applications. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012.
- [106]. J.Biela, M. Schweizer, S. Waffler, J. W. Kolar, "SiC versus Si - Evaluation of potentials for Performance Improvement of Inverter and DC-DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2011.
- [107]. J. Li, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, "Improved Calculation of Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms," IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet., pp. 2203–2210, 2001.
- [108]. F. Forest, E. Labouré, T. A. Meynard, and V. Smet, "Design and comparison of inductors and intercell transformers for filtering of PWM inverter output," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 3, pp. 812–821, 2009.
- [109]. E. Labouré, "Contribution à l'étude des perturbations conduits dans les alimentations continu-continu isolées," ENS Cachan, page 50, thèse, 1995.

Annexes

Annexe A : Exemple de l'interface

A l'aide de cette interface, l'utilisateur fournit la tension du bus DC, les fréquences de découpage et du fondamental du courant, le facteur de puissance, la puissance mécanique, les tensions batterie et de la phase de la machine, la commande utilisée ainsi que la température de la plaque à eau (système de refroidissement). A l'aide du processus développé dans le chapitre 2 et le modèle d'estimation des pertes du chapitre 3, nous avons directement les valeurs des pertes dans chaque CSCP des structures d'onduleur 2N et 3N.

The screenshot displays the 'Interface de calcul' (Calculation Interface) software. It is divided into several sections for parameter input and result calculation.

Paramètres (Parameters):

- tension de bus : 900
- Fm (Hz) : 800
- Fd (Hz) : 12e3
- P.F : 0.9
- P (W) : 60000
- tension (V) : 230
- tension batterie (V) : 480
- temperature cooling: 70

Buttons: Ok, Appliquer

ONDULEUR 2 niveaux (2-level Inverter):

- IGBT:** Pertes en conduction (W) : 0, Pertes en commutation (W) : 0
- Diode:** Pertes en conduction (W) : 0, Pertes en commutation (W) : 0
- Pertes totales (W) : 0
- tension de réf du module : 600

Type de commande (Command Type):

- commande: MLI sinus-triangle

ONDULEUR NPC (NPC Inverter):

- tension ref NPC : 300
- IGBT_T1:** Pertes en conduction (W) : 0, Pertes en commutation (W) : 0
- Diode_D1:** Pertes en conduction (W) : 0, Pertes en commutation (W) : 0
- IGBT_T2:** Pertes en conduction (W) : 0, Pertes en commutation (W) : 0
- DIODE_D2:** Pertes en conduction (W) : 0, Pertes en commutation (W) : 0
- D clamp Si:** Pertes en conduction (W) : 0, Pertes en commutation (W) : 0
- D clamp SiC:** Pertes en conduction (W) : 0, Pertes en commutation (W) : 0
- Pertes par bras:** Si (W) : 0, SiC (W) : 0
- Pertes totales:** Si (W) : 0, SiC (W) : 0

ANNEXE B : Exemple de la base de donnée des modules de puissance

Exemple de module de puissance répertorié dans la base de donnée. Pour toutes ces références les caractéristique dynamique et les énergies en commutation pour les IGBTs, MOSFETs et diodes.

Référence	CSCP	Tension (V)	Courant (A)
FF50R12RT4	IGBT Si / Diode Si	1200	50
FF75R12RT4		1200	75
FF100R12RT4		1200	100
FF150R12RT4		1200	150
FF200R12KE4		1200	200
FF225R12ME4		1200	225
FF300R12KE4		1200	300
FF450R12KE4		1200	450
FF600R12ME4		1200	600
FS400R07A1E3		650	400
FS200R12PT4		1200	200
FS200R07PE4		650	200
FS200R07A1E3		650	200
FS200R06KE3		600	200
FS150R12PT4		1200	150
FS150R07PE4		650	150
FS100R12PT4		1200	100
FS100R07PE4		650	100
F3L100R07W2E3_B11		650	100
F3L150R07W2E3_B11		650	150
F3L200R07PE4		650	200
F3L300R07PE4		650	300
F3L400R07ME4_B22		650	400
FF600R07ME4_B11		650	600
CAS300M12BM2	MOSFET / Diode SiC	1200	300
CAS120M12BM2		1200	120
WAS300M12BM2		1200	300
CAS300M17BM2		1700	300
BSM300C12P3E201		1200	300
BSM180C12P3C202		1200	180
BSM180D12P2E002		1200	180
BSM120D12P2C005		1200	120
BSM120C12P2C201		1200	120

Annexe C : Choix des matériaux

Choix du matériau ferrite

Le choix d'un noyau ferromagnétique est retenu dans un premier temps car c'est un matériau doux avec une résistivité élevée et donc des courants de Foucault induits faibles. De plus, le point de fonctionnement prévu à 12 kHz est adapté aux ferrites de type... ($1 \text{ kHz} < f < 500 \text{ kHz}$).

La Figure Annexe.1 présente la géométrie et le circuit électrique équivalent du noyau magnétique en ferrite. Le choix de ce noyau magnétique est fait car nous ne trouvons pas un noyau correspondant chez les fabricants des noyaux magnétiques.

Ainsi la valeur de l'inductance se calcule en fonction de la fréquence de découpage, le rapport cyclique, la tension d'entrée et le taux d'ondulation du courant.

$$L = \alpha \times \frac{E}{F_d \times \Delta I} \quad (102)$$

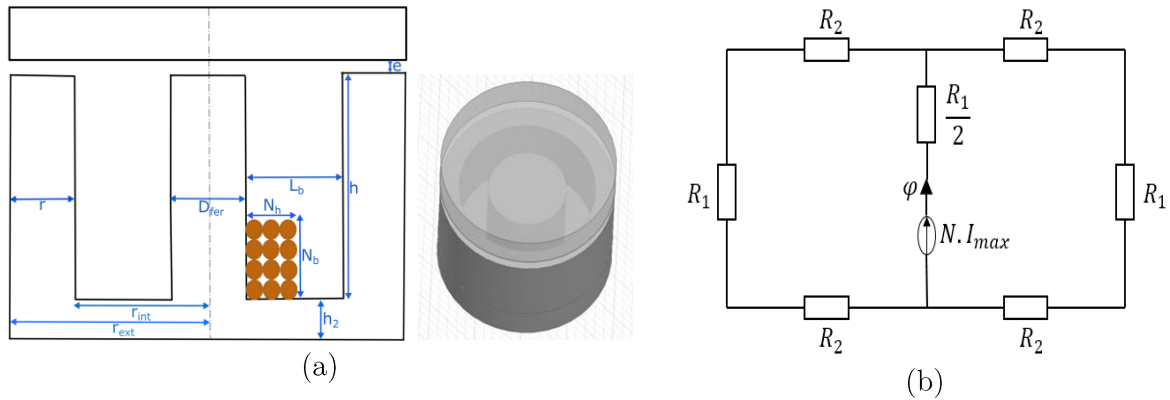


Figure Annexe.1 : (a) géométrie du noyau magnétique en ferrite, (b) circuit électrique équivalent

Avec les valeurs de l'inductance L et du courant I donnés dans le Tableau 4.10 et en calculant le produit des aires aucun noyau magnétique en ferrite proposé par Ferroxcube ne correspond, nous avons donc décidé de dimensionner en vue d'une réalisation un noyau magnétique en ferrite.

Calcul de nombre de spires :

$$N = N_b \times N_h \quad (103)$$

Calcul de la hauteur h et de largeur L_b :

$$h = N_b \times D_{cuivre} \quad (104)$$

$$L_b = N_h \times D_{cuivre} \quad (105)$$

Les réluctance R_1 et R_2 s'expriment comme suit :

$$R_1 = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \times \frac{h + h_2 + e}{\frac{\pi \cdot D_{fer}^2}{4}} \quad (106)$$

$$R_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot h_2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} \times \ln\left(\frac{\frac{D_{fer}}{2} + L_b + \frac{r}{2}}{\frac{D_{fer}}{2}}\right) \quad (107)$$

Avec la perméabilité μ_r qui s'exprime ainsi :

$$\mu_r = \frac{2 \varphi_{max}}{NI_{max} \mu_0} \left(\frac{1}{2\pi h_2} \times \ln\left(\frac{\frac{D_{fer}}{2} + L_b + \frac{r}{2}}{\frac{D_{fer}}{2}}\right) + \frac{h + h_2}{\frac{\pi \cdot D_{fer}^2}{4}} \right) \quad (108)$$

Rayon interne du noyau magnétique :

$$r_{int} = \frac{D_{fer}}{2} + L_b \quad (109)$$

L'entrefer s'exprime en fonction du nombre de spires, le courant max, la section du fer et le flux maximal :

$$e = \frac{NI_{max} \times \mu_0 S_{fer}}{2 \cdot \varphi_{max}} \quad (110)$$

En considérant une densité de courant J de 5A/mm², la section de cuivre vaut :

$$S_{cuivre} = \frac{I_{eff}}{J} \quad d'où \quad D_{cuivre} = \sqrt{4 \frac{S_{cuivre}}{\pi}} \quad (111)$$

Ainsi à partir de la section du cuivre le rayon extérieur s'exprime comme suit :

$$S_{cuivre} = \frac{\pi}{4} D_{ext}^2 - D_{int}^2 \implies r_{ext} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{4 \cdot \frac{S_{fer}}{\pi} + (2 \cdot r_{int})^2} \quad (112)$$

Calcul de l'épaisseur de peau :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \sigma F_d \mu_0 \mu_r}} \quad (113)$$

La section de l'effet de peau :

$$S_\delta = \frac{\pi}{4} (D_{cuivre}^2 - (D_{cuivre} - 2\delta)^2) \quad (114)$$

La section du fil et le nombre de fil se calculent en fonction de l'épaisseur de peau. Afin de pouvoir négliger l'effet de peau ou tout du moins limiter les pertes supplémentaires liées à l'effet de peau, nous avons arbitrairement choisi un diamètre des fils égal à l'épaisseur de peau :

$$S_{fil} = \pi \delta^2 \implies N_{fil} = \frac{S_{cuivre}}{S_{fil}} \quad (115)$$

Afin de calculer la densité de courant en AC

$$J_{AC} = \frac{I_{effm}}{S_\delta} \quad (116)$$

Avec

$$I_{effm} = \sqrt{I_{eff}^2 - I_{moy}^2} \quad (117)$$

Calcul du produit des aires :

$$P_{aire} = S_{bobinage} \times S_{fer} \quad (118)$$

Avec la section de bobinage et la section de fer qui valent :

$$S_{bobinage} = N \times \frac{\phi_{max}}{K_r} \text{ et } S_{fer} = \frac{\phi_{max}}{NB_{sat}} \quad (119)$$

Avec K_r le coefficient de remplissage, B_{sat} l'induction de saturation et K_r le flux maximal.

Choix du matériau amorphe

Etant donnée la faible valeur de l'induction à saturation de la ferrite qui ne permet pas d'obtenir des composant de faible volume à des fréquences de découpage aussi faibles que celles retenue ici, nous nous sommes intéressé à la technologie amorphe qui présente des caractéristiques différentes, notamment une induction à saturation de l'ordre de 1,56 T.

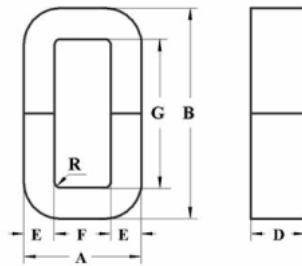


Figure Annexe.2 : noyau magnétique en amorphe [98]

La Figure Annexe.2 présente le noyau magnétique en amorphe AMCC 800b du fabricant Metglas retenu ainsi que sa géométrie pour le boost simple. Le Tableau Annexe.1 présente les dimensions du noyau magnétique retenu pour les inductances de du hacheur boost entrelacé à trois phases.

Concernant le dimensionnement de l'inductance de filtrage en amorphe, à partir de la densité de courant J valant 5 A/mm², la section de cuivre est calculée comme suit

$$S_{cuivre} = \frac{I_{eff}}{J} \quad (120)$$

A partir de cette section de cuivre le produit des aires est calculé suivant l'équation suivante :

$$P_{aire} = A_e \times S_B = \frac{L \times I_{max} \times I_{eff}}{B_{max} \times J} \quad (121)$$

Avec $B_{max} = 1.56 \text{ T}$

Pour le choix du noyau magnétique présenté dans le Tableau Annexe.1 et le Tableau Annexe.2 **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**, il faut que :

$$F \times G \times A_e \geq P_{aire} \quad (122)$$

Le nombre de spires est calculer en supposant que $B_m < 1.56 \text{ T}$ et donc

$$N \geq \frac{L I_{max}}{A_e B_{max}} \quad (123)$$

L'entrefer quant à lui est calculé en fonction du nombre de spire, de la perméabilité de l'air, et la valeur de l'inductance

$$e = N^2 \mu_0 \frac{A_e}{L} \quad (124)$$

Tableau Annexe.1 : Dimensions du noyau magnétique en amorphe AMCC 800b [98] de l'inductance du hacheur Boost simple [98]

	A (mm)	B (mm)	C (mm)	D (mm)	E (mm)	F (mm)	L _m (mm)	A _e (mm ²)	Masse (g)
AMCC 800b	30	40	95	85	100	155	390	2091	5972

Concernant le dimensionnement des inductances pour le boost entrelacé, le même calcul développé dans la partie du boost simple est fait, en prenant une valeur d'inductance et de courant trois fois plus petit. Les pertes sont calculées de la même manière que pour l'inductance de filtrage d'un boost simple.

Tableau Annexe.2 : Dimensions du noyau magnétique en amorphe AMCC 80 d'une des trois inductances du hacheur boost entrelacé [97]

	A (mm)	B (mm)	C (mm)	D (mm)	E (mm)	F (mm)	L _m (mm)	A _e (mm ²)	Masse (g)
AMCC 80	16	20	70	40	52	102	244	525	938

Titre : Etude de l'intérêt de la montée en tension du bus DC pour minimiser les pertes dans l'onduleur d'un véhicule électrique

Mots clés : module de puissance, bus DC, haute tension, onduleur, véhicule électrique

Résumé: L'autonomie est, à l'heure actuelle, un des points les plus bloquants des véhicules électriques. Une optimisation du rendement de la chaîne de conversion est donc un objectif primordial. La thèse s'inscrit donc dans un contexte d'efficacité énergétique et d'intégration en électronique de puissance. Il s'agira d'améliorer les rendements de conversion et la puissance massique à la fois par le choix de technologies adaptées et par la conception de structures de conversion optimisées.

Dans un premier temps, nous présentons l'impact de l'évolution de la tension de batterie HT sur le choix des technologies de composants de puissance.

Différentes architectures de conversion sont également présentées et l'accent est mis sur un convertisseur en particulier : L'onduleur. Puis, nous comparons les relevés expérimentaux à ceux qui peuvent être fournis par des fabricants pour certains composants et dans certaines conditions de fonctionnement. Ces essais permettent également d'enrichir les données des fabricants. Enfin, nous comparerons l'impact de la montée en tension des batteries HT sur les performances de différentes structures d'onduleurs (2 et 3 niveaux), pour différentes technologies de composants semi-conducteurs de puissance et pour différents points de fonctionnement de la machine associée.

Title : Study of the interest of the rise in the DC link voltage to minimize losses in the inverter of an electric vehicle

Keywords : power module, DC link, high voltage, inverter, electrical vehicles

Abstract: Currently, autonomy of electric vehicles is one of the most blocking points for developing such mean of transport. An optimization of the efficiency of the power train is thus a primordial objective. The thesis is part of a context of energy efficiency and integration in power electronics. This will improve conversion efficiencies and mass power both by the choice of appropriate technologies and design optimized conversion structures.

First, we present the impact of the evolution of the HT battery voltage on the choice of power component technologies.

Different conversion architectures are also presented and the focus is on a particular converter: The inverter. Then, we compare the experimental records to those that can be supplied by manufacturers for certain components and under certain operating conditions. These tests also make it possible to enrich the data of the manufacturers. Finally, we will compare the impact of the voltage rise of the HT batteries on the performances of various inverter structures (2 and 3 levels), for different technologies of semiconductor power components and for different operating points of the machine associated.